radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Hinweise zum Selbstbau eines Universaltastkopfes

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

MÄRZ 1964





VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR.
Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

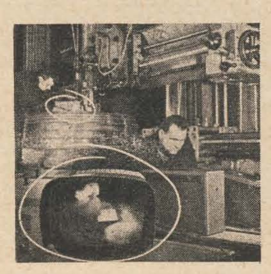
Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Am Werkzeugträger der Zweiständer-Karusselldrehmaschine ist die Kamera einer industriellen Fernsehbeobachtungsanlage befestigt. Auf dem Bildschirm am Bedienungsstand kann der Arbeiter den spanabhebenden Prozeß am Werkstück genau verfolgen.
Foto: Zentralbild

UNSERE LESER SCHREIBEN

Betr.: „Die Leuchtstoffröhre als UKW-Antenne“
Vor mir liegt eines der letzten Hefte der Zeitschrift „Jugend und Technik“. Auf Seite 91 finde ich noch einmal einen Artikel über das Thema „Die Leuchtstoffröhre als UKW-Antenne“. Nun läßt es mir doch keine Ruhe mehr, Ihnen dazu etwas zu schreiben, nachdem ich schon öfter in radio und fernsehen darüber gelesen habe. Meine Zeilen sollen gewissermaßen auch etwas zu Ihrer „Rehabilitierung“ wegen Ihres Aprilscherzes von 1961 beitragen. ... Hier in unserer Gegend begann jedenfalls die ganze Sache bereits etwa ein Jahr vorher (vor unserer Veröffentlichung – d. Red.), als in den Elektrogeschäften die Nachfrage nach defekten Leuchtstoffröhren bestimmter Leistung (davon hängt ja deren Länge ab) immer größer wurde. Die Antwort auf die Frage, wozu diese Röhren gebraucht würden, war immer, daß man damit sehr leistungsfähige UKW-Antennen bauen könne. Irgendjemand hatte wahrscheinlich die Sache ausprobiert, und dann wurde das „Geheimnis“ mit größter „Sachverständigkeit“ weitergegeben. ... So wurde ich auch öfter danach gefragt, welcher physikalischen Wirkung die gute Leistung dieser Antennen zuzuschreiben wäre. Nun, selbst hatte ich die Sache nicht ernst genommen und auch nicht ausprobiert. ... Als ich nun das 1. Aprilheft von radio und fernsehen bekam und durchblätterte, dachte ich im ersten Augenblick: „Nanu, das stimmt wohl doch?“, bis ich die Unterschrift las, dann war mir das klar. ...
Jedenfalls finde ich derartige Aprilscherze in einer Fachzeitschrift gut, etwas Niveau müssen sie eben haben. Das Aprilheft sieht man sich dann ohnehin mit etwas Mißtrauen an, und dann kann man nicht darauf hereinfallen. Im übrigen finde ich, daß radio und fernsehen in den letzten Jahren ihres Bestehens sich zu einer wirklich guten und vor allem auch vielseitigen Fachzeitschrift entwickelt hat. Sie gibt nicht nur dem auf dem eigentlichen Rundfunkgebiet Tätigen etwas, sondern jedem, der sich für die elektronische Technik interessiert und damit zu tun hat.
M. Sch., Mylau

Recht herzlichen Dank für Ihr Schreiben... Auch in diesem Jahr bitten wir Sie und alle anderen Leser, das 1. Aprilheft mit noch mehr Mißtrauen als ein gewöhnliches Heft zu betrachten. Allerdings rechnen wir selbst nicht damit, so schnell wieder einen derartig köstlichen Korken wie die „Leuchtstoffröhre“ steigen lassen zu können...

*

Als alter Abonnent der Zeitschrift radio und fernsehen möchte ich Sie um Auskunft bitten: Ich habe einen noch gut arbeitenden Fernsehempfänger „Rembrandt“. Es machen sich jetzt Ermüdungserscheinungen einiger Röhren bemerkbar. Im Handel sind keine Ersatzröhren zu bekommen. Es wurde mir in vielen Berliner Geschäften mitgeteilt, die Produktion dieser Röhrentypen sei eingestellt worden ... Stimmt diese Auskunft? bzw. gibt es noch eine Stelle, die Ersatzröhren ausliefert?
E. M., Berlin-Friedrichshagen

Die Ihnen zuteil gewordene Auskunft ist richtig! Oktalröhren werden (Ausnahmen vorbehalten) in unserer Republik nicht mehr gefertigt. Für Zwecke der Ersatzbestückung sind übrigens noch genug Röhren im Handel. Wer solche Röhren verkauft usw. ist eine Frage, die wir leider nicht beantworten können; derlei gehört, wie Sie sicherlich verstehen werden, ja auch nicht zum Aufgabenbereich der Redaktion einer Fachzeitschrift. Aber Ihre Fernsehreparaturwerkstatt kann Ihnen (wenn sie nicht selbst noch „alte“ Röhren hat) bestimmt Tips geben.

*

... Neulich war ich bei Bekannten, bei denen mir am Rundfunkempfänger auffiel, daß die Tonblende bei UKW-Empfang ganz dunkel gestellt war. Nachdem ich sie hell eingestellt hatte, hörte ich bei den hohen Tonfrequenzen starke Verzerrungen, die „impulsartig“ auftraten. Eine ähnliche Erscheinung habe ich bei einem anderen Empfänger vor längerer Zeit beobachtet. Bei meinem eigenen Rundfunkapparat höre ich dergleichen nicht. Können Sie mir eine Erklärung für diese merkwürdigen Verzerrungen geben?
P. R., Königswusterhausen

Die von Ihnen beobachteten Verzerrungen — auch „Spuckeffekt“ genannt — entstehen, wenn die Bandbreite des ZF-Verstärkers bei UKW-Empfang zu schmal ist bzw. die Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers stark verzerrt ist (unsymmetrisch). Ein derartiger Fehler kann nachträglich bei Rundfunkempfängern durch eine Verstimmung eines bzw. mehrerer ZF-Bandfilter entstehen. Er läßt sich mit einem Selektografen (Beobachten der Durchlaßkurve) mit relativ einfachen Mitteln beseitigen.

*

Stimmt es, daß zwei Röhrenstufen erst durch drei Transistoren ersetzt werden in bezug auf ihre Verstärkung? Ich meine, daß die Verstärkung eines Transistors i. allg. geringer ist als die einer vergleichbaren Rundfunkverstärkerröhre?
C. H., Bautzen

Der von Ihnen erwähnte Vergleich wurde tatsächlich vor etwa drei bis vier Jahren angestellt. Damals traf es unbedingt zu, daß der Durchschnittstransistor eine geringere Stufenverstärkung ergab als die übliche Röhre. Inzwischen haben sich die Verhältnisse zugunsten des Transistors verändert, auch wenn er i. allg. noch nicht die Verstärkungseigenschaften der Röhre erreicht; denn auch die Röhre hat sich weiterentwickelt.
Jedenfalls weist ein moderner UKW-Empfänger mit drei transistorisierten ZF-Stufen heute eine größere Empfindlichkeit auf, als sie sich mit zwei Röhrenstufen erreichen läßt. Allerdings möchten wir uns davor hüten, diese Aussage so zu verallgemeinern, daß es nicht auch Ausnahmen gäbe, die das Gegenteil besagen...

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem...

Fernsehempfänger „Donja“ ●

Bauanleitung für einen Taschenempfänger mit elektronischer Abstimmung ●

Spannungsregler der DDR-Produktion ●

Der Frequenzgang des RC-Verstärkers mit Transistoren bei tiefen Frequenzen ●

Die B 13 S 7 — eine Oszillografenröhre mit hoher Schreibgeschwindigkeit und großer Ablenkempfindlichkeit für die Meßtechnik ●



▼ **Zwei neue Fernsehkanalumsetzer** wurden in Betrieb genommen:

1. in Roth im Bezirk Suhl, Sendebereich Kanal 8, Sendeantenne horizontal polarisiert,
2. in Luisenthal im Bezirk Erfurt, Sendebereich Kanal 6, Sendeantenne vertikal polarisiert.

▼ **Eine neue Fernsehumlenkanlage** wurde in Hildebrandshausen, Bezirk Erfurt, in Betrieb genommen. Sendebereich: Kanal 5, Polarisation der Antenne: vertikal.

▼ **Die reguläre Richtfunkverbindung** zwischen dem ungarischen und dem jugoslawischen Fernsehübertragungsnetz soll noch in diesem Jahr fertiggestellt werden.

▼ **Mehr als 30 000 Isotopengeräte** hat die sowjetische Industrie in den letzten drei Jahren hergestellt, davon allein 1963 über 12 000. Der wirtschaftliche Nutzen, den die Anwendung dieser Geräte mit sich brachte, wird in der UdSSR nur für das Jahr 1962 auf mehr als 200 Mill. Rubel geschätzt.

▼ **Die Werke für Rundfunkempfänger in Tarnovo** (Bulgarien) bauen in Serienfertigung neue Kleinempfänger, Modell PMC 10, in Plastgehäusen. Von diesen Empfängern für Kurz- und Mittelwelle wurden in den letzten beiden Jahren 150 000 Einheiten ausgeliefert, davon gingen im Jahre 1963 etwa 80 000 in den Export.

▼ **Ende 1963** waren in der Ungarischen Volksrepublik 452 325 Fernsehgeräte registriert. Die Zuwachsrate beträgt zur Zeit etwa 12 000 Geräte monatlich.

▼ **Der amerikanische Ballonsatellit „Echo 2"**, der kurze Zeit nach seinem Start schrumpfte, hat offenbar sein Volumen stabilisiert. Dies schließen die Beobachtungsstationen aus seiner Helligkeit. Während der Ballon zuvor an Helligkeit, die der des Jupiter entsprach, verlor, leuchtet er jetzt konstant so hell wie ein Fixstern erster Größe. „Echo 2" hat bereits mehrmals Berlin überflogen. Seine Lebensdauer wird, da die durchschnittliche Flughöhe über dem Erdball geringer als vorgesehen ausgefallen ist, weniger als drei Jahre betragen.

▼ **Die als „Makrofol KG"** bekannte kristallisierte und längsgestreckte Polykarbonatfolie zur Verwendung als Dielektrikum in Kondensatoren von den Farbenfabriken Bayer wird neuerdings in Dicken bis herab zu 3,5 μm geliefert.

▼ **Eine Nutzvergrößerung von 400 000** besitzt ein neues sowjetisches Elektronenmikroskop. Die Maximalvergrößerung, unter der ein Objekt betrachtet werden kann, erreicht das Millionenfache. Mit diesem Mikroskop können Atomreihen betrachtet werden, die in einer Entfernung von weniger als 5 Angström voneinander liegen. Ein Menschenhaar, derart vergrößert, hätte die Dimensionen des Eiffelturmes.

▼ **Ein Quantengenerator** (Laser) neuen Typs wurde von Mitarbeitern des Physikalischen Instituts der Akademie der Wissenschaften der UdSSR entwickelt. Im Gegensatz zu den bisher bekannten Lasern wird bei dem neuen Gerät die Emission des kohärenten Lichtstrahles nicht durch eine Blitzlichtlampe, sondern durch einen gebündelten Strahl beschleunigter Elektronen angeregt, womit der Wirkungsgrad wesentlich erhöht werden konnte.

▼ **Silizium - Planartransistoren** zeigten nach einer Verlautbarung der Standard Elektrik bei Lebensdaueruntersuchungen nach 20 000 Betriebsstunden noch keinerlei Alterungserscheinungen.

▼ **Als Abstimm- und Aussteuerungsanzeiger** in Transistortonband- und Rundfunkgeräten werden international mehr und mehr Profil-Kleinstmeßinstrumente verwendet. Sie sind etwa 30 × 10 × 21 mm groß und haben bei einem Innenwiderstand von 0,5 bis 1 kΩ eine Empfindlichkeit von 400 μA für Vollausschlag. Sie können auch zur Kontrolle der Batteriespannung verwendet werden.

▼ **36 Herzschläge pro Minute** konnten nur noch bei dem elfjährigen italienischen Jungen Tommaso Rullo gezählt werden. Die rechte Herzkammer des Jungen war durch Rheumatismus schwer geschädigt worden; er hatte oft minutenlang Ohnmachtsanfälle.
Der italienische Herzspezialist Prof. Dogliotti in Turin setzte dem Jungen während einer halbstündigen Operation Elektroden in das Herz ein, die nunmehr von einem Miniatursender auf der Brust Funkimpulse empfangen und die Herztätigkeit auf eine normal hohe Schlagfolge beschleunigen. Er soll später durch einen Sender ersetzt werden, der in der Tasche getragen werden kann.

▼ **Eine elektronische Reifendrucküberwachung** hat die französische Firma SNAE entwickelt. Wenn bei Schwerlastwagen der Reifendruck unter einen bestimmten Wert sinkt, sendet ein winziger FM-Sender in der Nähe des Rades ein Signal, das in der Fahrerkabine von einem Empfänger aufgenommen und sowohl in ein akustisches als auch in ein Lichtsignal verwandelt wird.

▼ **Eine elektronische Rechenmaschine „Ural 4"** wird zur Zeit in der Staatsbank der UdSSR in Moskau erprobt. Sie ist das Kernstück eines Rechenzentrums, das später z. B. für die Aufstellung eines Kreditplanes des Volkswirtschaftsrates statt der jetzigen 400 Stunden nur noch sieben bis acht Stunden benötigen wird.

▼ **Eine Siliziumfotodiode** mit einer Ansprechzeit von 4 ns wurde in den USA herausgebracht. Sie zeichnet sich zusätzlich durch hohe Empfindlichkeit (0,25 μA/μW) und geringes Eigenrauschen aus und ist speziell zur Verwendung in Verbindung mit Laserlichtsendern bestimmt.

▼ **Berichtigung:** Im Schaltbild des „Mikki" im Heft 24 (1963) S. 749 müssen Kollektor und Emitter des unteren Endstufentransistors vertauscht werden. Ferner bitten wir, die Polarität der Elkos C_{22} und C_{23} zu ändern.
Im Heft 2 (1964) S. 57 müssen im Bild 1 die Schaltsymbole der Zenerdioden Z_1, Z_2 und Z_3 umgepolt werden. In der neunten Zeile der dritten Spalte muß es richtig heißen „... für den 2^3-fachen ..."

Neues Bezeichnungssystem für ungarische Meßgeräte

Die ungarische Meßgeräteindustrie hat ein neues Bezeichnungssystem für Meßgeräte eingeführt, wobei Bezeichnungen, wie z. B. Orion - EMG oder Orion - KTS, künftig wegfallen. Alle rundfunktechnischen und fernsehtechnischen Meßgeräte erhalten die Typenbezeichnung TR mit einer vierstelligen Zahl. So wird z. B. das früher unter der Typenbezeichnung Orion-EMG 1546 propagierte HF-Oszilloskop für Laborzwecke (0···30 MHz) jetzt unter der neuen Typenbezeichnung TR-4401 angeboten. Meßgeräte für die Übertragungstechnik (Telecommunication) werden mit den Buchstaben TT und einer vierstelligen Zahl bezeichnet. Für Meßgeräte der Mikrowellentechnik wurden die Buchstabengruppen TZA bzw. TZB und TZC vorgesehen, denen jeweils eine vierstellige Zahl angehängt wird.

Neutronen helfen bei der Betonherstellung

Seit einiger Zeit wird im Betonwerk Cossebaude bei Dresden die Feuchtmessung des Sandes für die Betonherstellung mit Hilfe einer Neutronensonde mit einem Zählrohr ausgeführt, das proportional zur Feuchtigkeit des Materials Impulse aussendet. Dieses Verfahren wurde vom Laboratorium für Isotopenmeßtechnik in Weimar entwickelt; ferner als Ergänzung eine Methode zur automatischen Wasserdosierung, die in diesem und im nächsten Jahr in enger Zusammenarbeit mit dem VEB/WIB Vakutronik ebenfalls im Testbetrieb Cossebaude eingeführt werden soll. Durch beide Verfahren werden nicht nur große Mengen Zement eingespart, sondern zugleich wird eine gleichbleibende Qualität des Betons erzielt.
Ferner sollen im nächsten Jahr mit Hilfe von Neutronen Leichtbeton-Dichtemessungen im Schaumbetonwerk Senzig bei Berlin in der Praxis erprobt werden. Außerordentlich interessant sind auch die Untersuchungen der Tragfähigkeit von Decken mit Hilfe der Gammaskopie. Eine Durchstrahlungsanlage ermittelt hierbei Durchmesser, Lage und Richtung des Strahls in Deckenkonstruktionen älterer Gebäude, in denen neue Maschinen und Aggregate aufgestellt werden sollen.

Zeilenendstufen-Transistor

Die Zeilenendstufe von Fernsehempfängern westdeutscher Firmen waren bisher mit Transistoren amerikanischer Herkunft bestückt. Nunmehr brachte die Fa. Philips-Valvo den Transistortyp AU 101 heraus, der den speziellen Erfordernissen dieses Anwendungsfalls bereits recht gut angepaßt ist.
Der neue Transistortyp besitzt einen inneren Wärmewiderstand von 2 grd/W ($T_{j\,max}$: 90 °C). Als Augenblickswerte sind eine maximale Kollektor-Emitterspannung von 120 V und ein Kollektorspitzenstrom von 10 A zulässig. Im Arbeitspunkt $-U_{CB} = 2$ V und $-I_c = 0{,}5$ A ist die f_1-Frequenz größer als 400 kHz. Die Abfallzeit in einer der praktischen Anwendung entsprechenden Prüfschaltung liegt bei 2,6 μs.
Für die Zeilenstufe eines batteriebetriebenen Fernsehempfängers dienen zwei Exemplare des Transistortyps AU 101, die in Reihe geschaltet sind und über getrennte Ankopplungswicklungen des Zeilentransformators gesteuert werden. Als Treiber ist der Transistor AU 102 ($-U_{CBmax} = 40$ V) vorgesehen.

Eine Funkmeßortung des Jupiters,

des größten Planeten unseres Sonnensystems, wurde erstmals von sowjetischen Wissenschaftlern durchgeführt. Ziel des Experimentes war es, die reflektierenden Eigenschaften der Oberfläche des Planeten zu studieren. Mit Hilfe eines leistungsstarken Senders und einer scharf in Richtung Jupiter eingestellten Antenne wurden Funksignale mit einer Frequenz von 700 MHz ausgestrahlt. Für die Bewältigung der Strecke zum Planeten und zurück (insgesamt etwa 1 Milliarde 200 Millionen Kilometer) benötigten die Signale 1 Stunde 6 Minuten. Nach dieser Zeit wurde der Sender ausgeschaltet, und mit Hilfe einer zweiten, mit einem hochempfindlichen Empfänger versehenen Antenne wurden in der gleichen Zeitspanne die reflektierten Signale aufgefangen. Die Frequenzanalyse dieser Signale zeigte u. a., daß sie ein verschwommeneres Spektrum haben, als es beispielsweise bei der Funkmeßortung der Venus und des Mars beobachtet wurde.

Dekalröhren

Bei den in Westdeutschland neu herausgekommenen Dekalröhren wird ein Sockel mit zehn Stiften verwendet. Und zwar sind die zehn Stifte auf dem gleichen Teilkreisdurchmesser wie bei dem bekannten Novalsockel angeordnet, der Teilkreiswinkel der Stifte wurde aber auf 34° verringert. Bei dieser Teilung bleibt zwischen den Stiften 1 und 10 genügend Abstand für das Durchführen einer Leiterbahn bei gedruckten Schaltungen.
Mit dem neuen Dekalsockel soll keine Zusammenfassung einer größeren Anzahl von Systemen als bisher in einem Kolben erreicht werden, sondern eine Verbesserung an sich bekannter Systemkombinationen. Die drei neuen Röhren heißen:

PFL 200: Endpentode für Videoendstufen, Pentode zur Verwendung in Schaltungen für getastete Schwundregelung, Impulsabtrennung und als Ton-ZF-Verstärker

PCF 200: Pentodenteil für ZF-Verstärker, Triodenteil als Begrenzer, Stördetektor, für getastete Schwundregelung und zur Impulsverarbeitung

PCH 200: für Impulsabtrennstufen mit Störaustastung

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. MÄRZHEFT 6 1964

Einige Bemerkungen zur Radarbeobachtung künstlicher Erdsatelliten

H. D. NAUMANN

Allgemeines

Funktechnische Satellitenbeobachtungen, die heute neben der optischen Beobachtungstechnik eine bedeutende Rolle spielen, haben im wesentlichen folgende Hauptaufgaben zu erfüllen:

1. Übermittlung der von einem Satelliten gewonnenen Meßwerte;
2. Untersuchung der Wellenausbreitung und des Zustandes der hohen Atmosphäre;
3. Bahnverfolgung und Bahnvermessung;
4. laufende Satellitenüberwachung.

Die Übermittlung der Meßwerte von einem Satelliten ist nur durch elektromagnetische Wellen möglich, die im Satelliten selbst erzeugt und von diesem ausgesandt werden. Für die unter 2. und 3. genannten Aufgaben kommt außerdem die Anwendung passiver Funkbeobachtungen in Frage, d. h. die Anstrahlung des Satelliten und der Empfang der reflektierten Wellen bzw. Impulse. Die Bedeutung dieser Beobachtungsvariante besteht darin, daß auch Satelliten nach Ausfall ihrer „bordeigenen Sendeanlage" sowie Raumflugkörper, die keinen eigenen Sender besitzen, erfaßt werden können. Die laufende „Satellitenüberwachung" schließlich, worunter die Kontrolle der Zahl und der Bahnelemente aller kreisenden Objekte, also außer den eigentlichen Satelliten auch der kreisenden Raketenstufen und sonstigen Nebenprodukte eines Raumflugexperimentes („Raummüll"), zu verstehen ist, ist nur mittels passiver Funkbeobachtungen durchführbar. Zu diesem Zweck sind sogenannte Radarzäune geschaffen worden, die dauernd in Betrieb sind, so daß jeder hindurchgehende Flugkörper erfaßt wird. Ein derartiges Satellitenüberwachungssystem wurde z. B. von der amerikanischen Marine aufgebaut [1]. Es wird aus zwei Komplexen gebildet, wobei jeder wiederum aus zwei 800 km voneinander entfernten Sendern und einem in der Mitte angeordneten Empfänger besteht. Die Sender erzeugen in der Nord-Süd-Richtung eng gebündelte, in der Ost-West-Richtung stark verbreitete Richtkeulen. Jeder durch dieses Gitter hindurchgehende Satellit wird auf Grund der von ihm reflektierten Wellen erfaßt. Die Meßergebnisse, die gleichzeitig der Bahnvermessung dienen, werden einem gemeinsamen Zentrum zugeleitet. Sämtliche sechs Stationen sind längs eines Breitenkreises quer durch die USA verteilt.

Eine quantitative Abschätzung des Aufwandes derartiger Radarsysteme für die Satellitenbeobachtung ist mit der sogenannten Radargleichung möglich.

Die Radargleichung

Unter Annahme einer idealen Freiraumausbreitung der elektromagnetischen Wellen (Vernachlässigung von Absorption, Brechung, Interferenz) gilt für die von einem Kugelstrahler auf einer konzentrischen Kugelfläche vom Radius r_1 erzeugte Leistungsdichte

$$P_K' = \frac{P_S}{4\pi r_1^2} \qquad (1)$$

wenn P_S die Strahlungsleistung des Kugelstrahlers ist. Die Verwendung einer Richtantenne vom Gewinn G_S erhöht die Leistungsdichte auf dem vom Richtstrahl getroffenen Flächenabschnitt A_Z der Kugelfläche auf P′, wobei

$$G_S = \frac{P'}{P_K'} \qquad (2)$$

gilt. Bezeichnet man mit A_S die geometrische Öffnungsfläche der Antenne und ist λ die Wellenlänge, so gilt

$$G_S = \frac{4\pi \cdot A_S}{\lambda^2} \qquad (3)$$

Hierbei wird eine gleichmäßige Aperturausleuchtung vorausgesetzt. Die an der Zielfläche A_Z eintreffende Leistung wird mit (1) und (2)

$$P_Z = P' = P_S \cdot \frac{G_S \cdot A_Z}{4\pi r_1^2} \qquad (4)$$

und mit (3)

$$P_Z = P_S \cdot \frac{A_S \cdot A_Z}{\lambda^2 \cdot r_1^2} \qquad (5)$$

Die Gleichung gilt exakt nur, solange $r_1 \gg \lambda$ ist. Ist A_Z die Größe einer totalreflektierenden Fläche, die die gleiche Reflexion wie das tatsächliche Ziel liefert, so stellt P_Z die vom Ziel zurückgeworfene Leistung dar. Man kann P_Z als vom Ziel ausgehende, ungerichtete Rundstrahlung betrachten, die in der Entfernung r_2 die Leistungsdichte

$$P_E' = \frac{P_Z}{4\pi r_2^2} \qquad (6)$$

erzeugt. Da bei einer Funkortung $r_1 = r_2 = r$ gesetzt werden kann und außerdem für Sendung und Empfang die gleiche Antenne verwendet wird, gilt für die Empfangsleistung

$$P_E = P_Z \cdot \frac{G_S \cdot A_Z}{4\pi r^2} \qquad (7)$$

oder

$$P_E = P_S \cdot \frac{G_S^2 \cdot A_Z^2}{16\pi^2 \cdot r^4} \qquad (8)$$

Es ist nun in der Funkmeßtechnik üblich, statt der geometrischen Wirkfläche A_Z des Zieles den sogenannten Streuquerschnitt σ zu benutzen, wobei gilt [2]

$$\sigma = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_Z^2 \qquad (9)$$

oder

$$A_Z^2 = \frac{\sigma \cdot \lambda^2}{4\pi} \qquad (10)$$

(10) in (8) eingesetzt, ergibt die Grundgleichung der Radartechnik:

$$P_E = P_S \cdot \frac{G_S^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{32\pi^3 r^4} \qquad (11)$$

Der Streuquerschnitt einer Kugel vom Durchmesser d ist dabei

$$\sigma_K = \pi \cdot \frac{d^2}{4} \qquad (12)$$

Für einen Zylinder der Höhe h und dem Grundkreisdurchmesser d gilt

$$\sigma_Z = \frac{\pi h^2 r}{\lambda} \qquad (13)$$

Die Radarreichweite

Gleichung (11) liefert für die Reichweite eines Radargerätes

$$\gamma = \sqrt[4]{\frac{P_S}{P_E} \cdot \frac{G_S^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{32\,\pi^3}} \qquad (14)$$

Mit der minimalen Empfängereingangsleistung $P_{E\,min}$ ergibt sich aus (14) die maximale Reichweite r_{max} der Anlage. Die genaue Berechnung von r_{max} wird dadurch erschwert, daß die für die Ableitung von Gleichung (14) gemachten Voraussetzungen in der Praxis nicht in dieser idealen Form gegeben sind. Genaue Angaben sind meist erst durch Experimente mit der erstellten Anlage zu erhalten. Zu den atmosphärischen Einflüssen, die durch die Entfernungsgleichung nicht berücksichtigt werden, praktisch aber nicht vernachlässigt werden können, gehören z. B. die Wasserdampf- und Sauerstoffabsorption [3].

Die absorbierende Wirkung des atmosphärischen Wasserdampfes beginnt bei etwa $\lambda = 2$ cm. Nach einer Resonanzstelle bei 1,3 cm Wellenlänge erfolgt eine stetige Zunahme zu höheren Frequenzen hin. Ursache der Wasserdampfabsorption ist die Wechselwirkung des elektrischen Dipols des Wassermoleküls mit der elektrischen Feldstärkekomponente. Infolge des sich ständig ändernden Wasserdampfgehaltes der Atmosphäre, sowohl nach Ort als auch nach Zeit, ist eine Vorhersage der Wasserdampfabsorption nicht möglich oder zumindest sehr schwierig. Auch die Sauerstoffabsorption zeigt Resonanzstellen, und zwar bei 2,5 mm und 5 mm Wellenlänge. Ursache der Sauerstoffabsorption ist der magnetische Dipol des O_2-Moleküls, der eine Ausrichtung mit dem äußeren Feld anstrebt, wobei diesem Energie entzogen wird. Die Sauerstoffabsorption ist im allgemeinen leichter zu erfassen, da der atmosphärische Sauerstoff nicht den gleichen Veränderungen unterworfen ist wie der Wasserdampf.

Zu diesen Störungen können noch Interferenz- und Brechungserscheinungen hinzukommen, während Mehrfachreflexionen, Abschattungen u. dgl. sowie der Einfluß der Erdkrümmung bei der Radarverfolgung von Satelliten nicht von Bedeutung sind und nur in Horizontnähe auftreten.

Die Betriebsfrequenz der Radaranlagen ist so zu wählen, daß sich die atmosphärischen Absorptionseinflüsse möglichst geringfügig auswirken. Zu große Wellenlängen können andererseits nicht gewählt werden, da eine entsprechende Bündelung dann zu große Reflektoren erfordern würde.

Die Anwendung der Entfernungsgleichung auf die Radarbeobachtung von Satelliten

Im folgenden soll anhand der Entfernungsgleichung die Reichweite bei Radarbeobachtung von Satelliten abgeschätzt werden. Zugrunde gelegt werden ein P-, L- und S-Band-Radarsystem mit Wellenlängen von 100 cm, 50 cm und 10 cm. Als Antenne werde ein 25-m-Parabolspiegel verwendet, wie ihn z. B. die bekannte Millstone-Hill-Radarstation der USA zur Bahnverfolgung von Satelliten und Raumsonden benutzt. Die HF-Impulsleistung betrage 1 MW, was heute auch bei 10 cm Wellenlänge technisch durchaus realisierbar ist.

Die minimale Empfängereingangsleistung ist abhängig von der Bandbreite. Diese wiederum ist durch die Impulsdaten festgelegt. Die Bandbreite wählt man im allgemeinen zu

$$\Delta f = \frac{1}{T} \qquad (15)$$

wobei für Rückstrahlmessungen

$$T = \frac{2\,r_{max}}{c} \qquad (16)$$

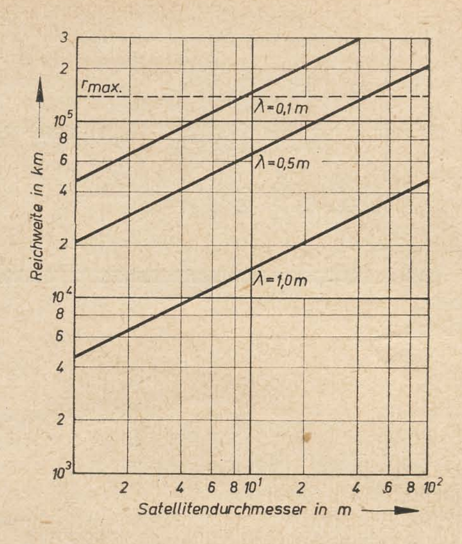
wird. Nimmt man für die maximale Entfernung willkürlich einen Wert von 150000 km an, so wird T = 1 ms und

$$\Delta f = \frac{1}{10^{-3}} = 1000 \text{ Hz}$$

Daraus ergibt sich bei Zimmertemperatur

$$P_{E\,min} = 4 \cdot 10^{-21} \cdot 10^3 \text{ W} = 4 \cdot 10^{-18} \text{ W}$$

Die Tabelle enthält die sich in den drei Fällen ergebenden Antennengewinne sowie die modifizierten Entfernungsgleichungen. Als Satelliten werden kugelförmige Flugkörper verwendet. Die Abhängigkeit der Reichweite vom Satellitendurchmesser ist für die drei Beispiele im Bild dargestellt. Die gestrichelt eingezeichnete Linie für r_{max} kennzeichnet die maximale Reichweite, die sich auf Grund der Festlegung der Impulsdaten ergibt.



Radarreichweite bei veränderlichem Satellitendurchmesser. Impulsleistung 1 MW, min. Empfangsleistung $4 \cdot 10^{-18}$ W und Antennendurchmesser 25 m

Tabelle

	λ m	$G_S/_E$ (25-m-Parabol)	Entfernung in m (d = Satellitendurchmesser)
P-Band	1	490	$10^6 \cdot \sqrt[4]{475\,d^2}$
L-Band	0,5	19800	$10^6 \cdot \sqrt[4]{194000\,d^2}$
S-Band	0,1	493000	$10^6 \cdot \sqrt[4]{4610000\,d^2}$

Ergänzende Bemerkungen

Die vorstehenden Betrachtungen sind nur als angenäherte Abschätzung zu betrachten. Die sich tatsächlich ergebende Reichweite hängt nicht nur von den Daten des Radargerätes, also Sendeleistung, erforderliche Eingangsleistung, Impulsdauer und Antennengröße, ab, sondern auch von den Reflexionseigenschaften des Zieles sowie der Umgebung des Radargerätes.

Die günstigsten Reflexionseigenschaften wies bisher der Ballonsatellit ECHO 1 auf, der noch heute, zwar stark deformiert, die Erde umkreist. Dieser Satellit besteht aus einer 13 μm dicken Polyesterfolie, die zur Erzielung günstiger Reflexionseigenschaften im Hochvakuum mit einer Aluminiumschicht bedampft worden war. Bei 20 MHz wurde dabei ein Reflexionsvermögen von etwa 98% erreicht. Das Reflexionsvermögen der meisten Satelliten erreicht diesen Wert jedoch nicht.

Literatur

[1] Büdeler, W.: Monde von Menschenhand. Union Verlag Stuttgart, 1962, S. 75/76

[2] Megla, G.: Nachrichtenübertragung mittels sehr hoher Frequenzen. Fachbuchverlag Leipzig

[3] Zum Problem der Millimeterwellen. Elektronik 9 (1960) H. 7 S. 220

Grenzwertschaltungen

FRANK ZIPFEL

In der Regelungstechnik kommt es häufig nicht auf das exakte Konstanthalten von bestimmten physikalischen oder chemischen Größen an. Es wird eine bestimmte Schwankungsbreite der Regelgröße X zugelassen. Trifft das zu, so kann man „unstetige Regler" verwenden. Sie sind dadurch gekennzeichnet, daß sie bei bestimmten Regelabweichungen ruckartig in den Regelvorgang eingreifen. Man unterscheidet dabei Zwei- und Mehrpunktregler.

Beim Zweipunktregler entsteht ein „Schaltspiel". Das bedeutet, daß die Regelgröße innerhalb einer zulässigen und vorwählbaren Fehlergrenze schwankt (Bild 1). Die Schwankung wird hervorgerufen, weil durch den Zweipunktregler ein für ihn charakteristisches Arbeitsspiel entsteht.

gelaufene Kondensat an irgendeine Stelle im Betrieb gepumpt werden. Die Pumpe läuft nur dann, wenn der Behälterstand ein gewisses vorwählbares Maß überschritten hat.

Dieser Aufwand ist ein Minimum und hat darüber hinaus den Vorteil, daß er robust ist. An diesem Beispiel erkennt man, daß das Niveau nicht konstant gehalten werden muß. Auf das einfache Beispiel lassen sich alle Zweipunkt-Regelanlagen zurückführen.

Dreipunktregler

Charakteristisch für Dreipunktregler ist, daß der Regler bei Überschreiten von oberen bzw. unteren Grenzwerten der Regelgröße entsprechende Signale an das Stellorgan abgibt und so Einfluß auf den Regelvorgang nimmt. Viele Zweipunkt-Regelkreisglieder lassen sich

ist. Im Bild 3 bedeutet das, daß die Punkte A und B keinen Potentialunterschied aufweisen dürfen, damit das polarisierte Relais im Querzweig nicht schaltet. Dieser Fall muß vorliegen, wenn keine Regelabweichung vorhanden ist, d. h. Sollwert gleich Istwert. Zunächst sei angenommen, daß die Regelabweichung Null ist. Dann liegt an der Brücke die Sollwertspannung. Über der Stabilisatorröhre liegt ein konstanter Spannungsabfall. Der Rest der Spannung liegt über R_1. Der Querzweig A—B ist über das Potentiometer R_6 so abgeglichen, daß kein Strom in ihm fließt. Das bedeutet

$$R_1 = R_2 + R_{61}$$

und

$$R_i = R_3 + R_{62}$$

Der Spannungsabfall über der Stabilisatorröhre ist im normalen Arbeitsbereich praktisch konstant, also unabhängig vom Strom. Dieser Arbeitsbereich muß eingestellt werden. Nimmt man nun an, daß eine positive Regelabweichung vorhanden ist, so würde die Spannung über der Brücke kleiner werden. Die

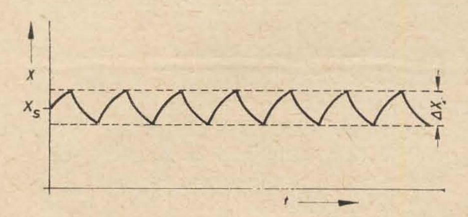


Bild 1: Zeitverhalten der Regelgröße mit Zweipunktregler
X_s — Sollwert
Δx — Schwankungsbreite bzw. Schaltdifferenz bei Regelstrecken ohne Totzeit
X — Regelgröße

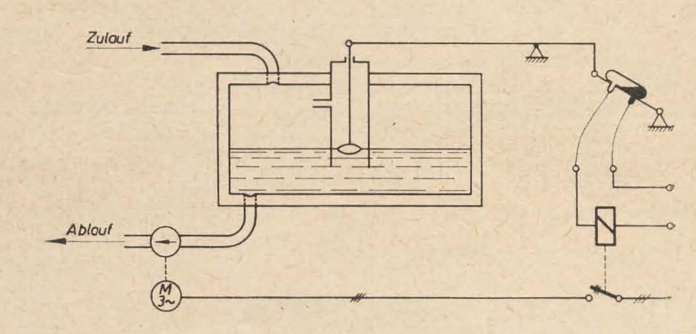


Bild 2: Schematische Darstellung eines Regelkreises mit Zweipunktregler

Der Mehrpunktregler greift bei verschiedenen Regelabweichungen verschiedenartig in den Regelvorgang ein. Damit kann man den Regler besser an das Zeitverhalten der Regelstrecke anpassen, wie es mit dem Zweipunktregler möglich ist. Er gibt vorzeichenabhängige Ausgangssignale ab. Die verbreitesten Arten der Mehrpunktregler sind die Dreipunktregler.

Zweipunktregler

Zweipunktregler sind gekennzeichnet durch „Ein-Aus"-Schaltungen. Sie besitzen ein sehr großes Anwendungsgebiet. Das am weitesten verbreitete Zweipunkt-Regelkreisglied ist das „Quecksilberröhrchen".

Dieses ist oft mechanisch mit einem Elektromagneten, einem Schwimmer oder ähnlichem verbunden. Bei Erreichen eines bestimmten Stromes oder Niveaus wird die Schaltröhre gekippt und ein Stromkreis geschlossen bzw. geöffnet. Damit kann ein optisches oder akustisches Signal ausgelöst werden. Es kann aber auch, eventuell über einen Schütz, ein Motorstromkreis geschlossen werden, so daß durch das Eingreifen des Motors über ein Stellorgan der vorgeschriebene Wert der Regelgröße wieder hergestellt wird. Dann schaltet das Schaltröhrchen den Stromkreis, der zum Auslösen des Regelvorganges geführt hat, wieder ab. Auf dem gleichen Prinzip arbeiten alle Zweipunktregler. Bekannte Zweipunkt-Regelkreisglieder sind: Quecksilberschaltröhre, Motorschütz, Fallbügelregler (liegt oft in Mehrpunktausführung vor), Bimetallstreifen, Magnetventil, Thyratron und alle Arten von einfachen Relais.

Im skizzierten Kondensatkessel (Bild 2), wie er oft in Betrieben vorkommt, soll das zu-

konstruktiv auch als Dreipunkt-Regelkreisglieder herstellen.

Anpassung beliebiger Eingangsgrößen für den Regler

Die zu regelnden Größen werden oft erst in elektrische Spannungs-, Strom-, Widerstands- oder auch Phasenverschiebungswerte umgeformt. Dadurch werden Regler universell anwendbar, sie sind nicht an eine bestimmte physikalische Größe gebunden. Das hat große ökonomische Vorteile, da deshalb nur noch Reglerarten (P-PI-PID-I-Regler) entwickelt zu werden brauchen. Die Anpassungsfrage wird extra gelöst. Die der Regelgröße entsprechenden elektrischen Werte sind oft sehr klein, die beispielsweise nur einige mW betragen können. Deshalb ist es erforderlich, den gewonnenen Meßwert zu verstärken. Das geschieht einfach mit einem elektronischen Verstärker. Dabei ist die Amplitude und Phasenlage der Meßgröße bestimmend für die Amplitude und Phasenlage der Ausgangsgröße. Auf solche Verstärkerarten soll hier nicht eingegangen werden, sie werden als bekannt vorausgesetzt. Von Interesse sind jedoch die nachgeschalteten Glieder, die die Grenzwertsignale abgeben.

Grenzwertsignalgeber

Zu einfachen Schaltungsvarianten führen die in der Technik oft benutzten Brückenschaltungen.

Eine Wheatstonesche Brücke ist dann im Gleichgewicht, wenn der Querzweig stromlos

Spannung an beiden Brückenzweigen sinkt also im gleichen Maße, d. h., der Strom verändert sich. Der Spannungsabfall der Stabilisatorröhre ist aber konstant und daher nicht mehr gleich dem von $R_3 + R_{62}$. Damit ist das Gleichgewicht der Brücke gestört, und es fließt ein Querstrom in Richtung A → B. Das hat zur Folge, daß das polarisierte Relais in einer vom Strom abhängigen Richtung anzieht. Mit Hilfe des Relais kann ein Stellorgan betätigt werden. Von Fall zu Fall ist zu untersuchen, ob das Ausgangssignal in seiner zeit-

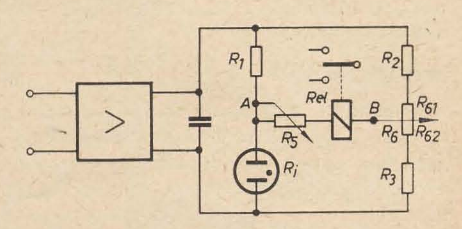


Bild 3: Grenzwertsignalgeber in Brückenschaltung mit Stabilisatorröhre

lichen Länge begrenzt werden muß, um bei trägen Regelkreisen extreme Verstellungen zu vermeiden. Dazu eignen sich entsprechende Zeitrelais.

Klingt nun diese positive Regelabweichung wieder ab, so kommt die Brücke wieder ins Gleichgewicht, und das polarisierte Relais fällt ab.

Tritt hingegen eine negative Regelabweichung auf, so steigt die Ausgangsspannung des Ver-

stärkers. Der Spannungsabfall über $R_3 + R_{62}$ wird größer als der über der Stabilisatorröhre. Das hat einen Querstrom entgegen der vorigen Richtung zur Folge, so daß das Relais auf die andere Seite schaltet und das Stellorgan in anderer Richtung betätigt wird.

Dimensionierungshinweise

Die Brücke ist dann im Gleichgewicht, wenn an den gegenüberliegenden Brückenzweigen der gleiche Spannungsabfall herrscht.

$$U_1 = U_2 \quad \text{und} \quad U_{Ri} = U_3$$

Somit ist

$$R_1 = R_2 + R_{61} \quad \text{und} \quad R_i = R_3 + R_{62}$$

Beide Gleichungen werden dividiert

$$\frac{R_1}{R_i} = \frac{R_2 + R_{61}}{R_3 + R_{62}}$$

Man legt die Brücke so aus, daß die Widerstandsteile R_{61} und R_{62} gleich sind.

$$R_6 = R_{61} + R_{62}$$

Wählt man also $R_{61} = R_{62} = 0{,}5 \cdot R_6$, dann folgt:

$$\frac{R_1}{R_i} = \frac{R_2 + 0{,}5\,R_6}{R_3 + 0{,}5\,R_6}$$

R_i ist dem Kennlinienfeld der Stabilisatorröhre zu entnehmen. Der Ausgangsstrom ist ein Maß für die Widerstände. Es ist

$$\frac{U_{soll}}{0{,}5\,I_{max}} = R_1 + R_i = R_2 + R_3 + R_6$$

Damit folgt für R_1:

$$R_1 = \frac{U_{soll}}{0{,}5\,I_{max}} - R_i$$

Nach den genannten Gleichungen können alle Widerstände dimensioniert werden.
Die Widerstände müssen für folgende Leistung ausgelegt werden:

$$P = \frac{U_{soll} \cdot I_{max}}{2}$$

Der veränderliche Widerstand im Querzweig dient zur Strombegrenzung, um das empfindliche polarisierte Relais nicht zu zerstören und zur Einstellung der Empfindlichkeit. Der Kondensator im Brückeneingang dient zur Unterdrückung von plötzlichen Spannungsspitzen. Sein Wert beträgt etwa 50 μF. Mit dem Potentiometer R_6 kann der Sollwert und mit dem Potentiometer R_5 die Schaltdifferenz abgeglichen werden.

Weitere Beispiele

Ein ähnliches Beispiel zeigt Bild 4. Dafür gelten die gleichen Dimensionierungsbedingungen. Nur muß hier der Katodenwiderstand mit berücksichtigt werden.

$$R_i = R_{i\,Rö} + R_k$$

Es empfiehlt sich, die Betriebsspannung zu stabilisieren, damit Nullpunktwanderungen auf ein Mindestmaß verringert werden. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß in vielen Fällen ein Verstärker entfallen kann.
Die Wirkungsweise ist ähnlich der von Bild 3, jedoch tritt hier die Triode als veränderlicher Widerstand auf. Dadurch wird das Gleichgewicht der Brücke ebenfalls gestört. Es treten daher im Querzweig Stromrichtungsänderungen auf, die zum Schalten eines polarisierten Relais herangezogen werden. Der Sollwert kann mit R_k und die Schaltdifferenz mit dem

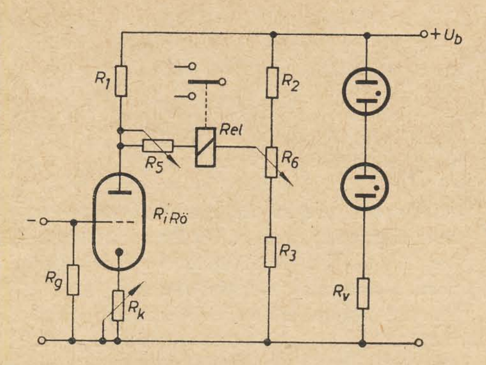


Bild 4: Grenzwertsignalgeber in Brückenschaltung mit Triode

Potentiometer R_5 im Querzweig eingestellt werden.
Eine etwas aufwendigere Schaltung zeigt Bild 5. Es lohnt sich aber, diese Schaltung zu beschreiben, um die Vorteile gegenüber anderen herauszustellen. Bei mehrmaligen vorgetäuschten Regelabweichungen zeigte sie hinsichtlich der Wiederkehr der vorgewählten Grenzwerte eine große Genauigkeit. Das erklärt sich dadurch, daß die Hysterese des Relais durch das Kaltkatodenthyratron nicht

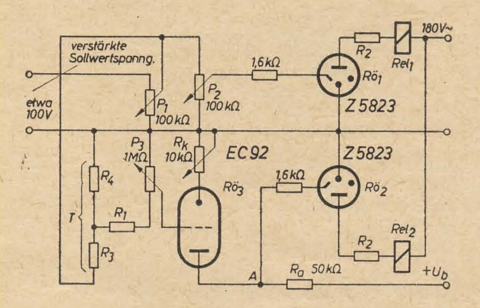


Bild 5: Grenzwertsignalgeber mit Kaltkatodenthyratrons

mehr wirksam ist. Bei den vorher beschriebenen Brückenschaltungen war das nicht der Fall.
Die oberen und unteren Grenzwerte werden mit den Potentiometern P_2 und P_3 eingestellt und können beliebig variiert werden. Der Sollwert wird an P_1 eingestellt.

Funktionen der Bauelemente

- P_1 — teilt die Eingangsspannung der Schaltung auf die benötigte Spannung (Sollwerteinsteller)
- R_1 — erhöht den Eingangswiderstand der Schaltung, damit P_3 wirksam bleibt
- P_2 — hiermit wird bei Sollwert die Zündgrenze eingestellt
- $Rö_1$ — ein Kaltkatodenthyratron, es zündet bei Überschreiten des Sollwertes und schaltet Rel_1
- Rel_1 — Relais, gibt den Befehl „Sollwert überschritten"
- R_2 — Strombegrenzer für die Relais
- P_3 — wie P_1
- $Rö_2$ — wie $Rö_1$
- $Rö_3$ — dient zur Potentialverschiebung des Punktes A und somit zur Zündung bzw. Löschung von $Rö_2$
- Rel_2 — gibt den Befehl „Sollwert unterschritten"
- R_k — dient zur Kompensation der positiven Steuerspannung von $Rö_3$
- T — Spannungsteiler, dient zur Herabsetzung der hohen Eingangsspannung für $Rö_3$

Wirkungsweise

Wiederum sei angenommen, daß keine Regelabweichung vorliegt, d. h., Sollwert gleich Istwert. Es darf also kein Relais eingeschaltet sein.
$Rö_1$ und $Rö_2$ haben Zündspannungen von etwa 85 V. Folglich muß mit P_2 die Sollwertspannung so weit geteilt werden, daß $Rö_1$ gerade löscht. Über den Spannungsteiler T wird die Sollwertspannung auf etwa 2 V geteilt.
Die Widerstände verhalten sich dann wie

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{83}{2}$$

Damit der niederohmige Widerstand R_4 seinen Einfluß auf die Steuerung der Triode verliert, wurde der Widerstand R_1 eingebaut und sehr hochohmig ausgelegt (etwa 5 MΩ). Durch $Rö_3$ fließt ein konstanter Strom. Er wird mit R_a eingestellt. Da aber nun das positive Potential der Steuerspannung auf das Gitter wirkt, ist es nötig, diese so weit zu kompensieren, daß die Röhre noch im normalen Teil der Kennlinie arbeitet. Das wird mit dem Potentiometer R_k vorgenommen (automatische Gittervorspannung). Der Strom durch die Röhre muß so eingestellt sein, daß der Punkt A eine Spannung aufweist, die etwas unterhalb der Zündgrenze von $Rö_2$ liegt. Um Nullpunktwanderungen zu vermeiden, empfiehlt es sich, die Anodenspannung zu stabilisieren.
Bei einer Regelabweichung, die einen Spannungsanstieg zur Folge hat, steigt das allgemeine Steuerspannungspotential an. An $Rö_1$ wird dann bei einem bestimmten, an P_2 einstellbaren Wert gezündet. Das Relais Rel_1 zieht an. Zu gleicher Zeit steigt aber auch die Spannung am Steuergitter von $Rö_3$. Das hat einen höheren Anodenstrom zur Folge, und der Spannungsabfall an R_a steigt ebenfalls. Punkt A wird dadurch negativer. Damit sinkt auch die Spannung an der Zündanode von $Rö_2$. Das Relais Rel_2 schaltet also nicht. Sinkt die Steuerspannung wieder auf den Sollwert ab, so löscht $Rö_1$, und Rel_1 fällt wieder ab.
Tritt eine Regelabweichung auf, die eine Spannungsverminderung zur Folge hat, so wird das Potential an der Zündelektrode von $Rö_1$ kleiner. $Rö_1$ zündet also nicht. Das positive Steuerpotential am Gitter von $Rö_3$ sinkt ebenfalls, dadurch wird das Gitter negativer. Das hat einen niedrigeren Strom durch $Rö_3$ zur Folge. Der Spannungsabfall an R_a sinkt, und das ist gleichbedeutend mit einer Erhöhung der Zündspannung von $Rö_2$. $Rö_2$ zündet und Rel_2 zieht an. Bei Ansteigen der Steuerspannung fällt das Relais wieder ab.
Dieser Grenzwertsignalgeber — in diesem Fall ein unstetiges Regelkreisglied — ist für alle möglichen Aufgaben einzusetzen. Er kann beliebig eingestellt werden, was einen großen Vorteil hat.
Die Dimensionierungsvorschriften sind hier, wenn man sie exakt vornehmen will, schwierig und umfangreich. Vom Standpunkt das Praktikers gesehen sind sie auch nicht unbedingt nötig, da sich alle Werte mit den vorgesehenen Potentiometern einstellen lassen.

Grenzwertsignalgeber mit Halbleitern

Wie Bild 6 zeigt, wird die Spannung, die durch die Regelgröße definiert ist, mit einem Ver-

stärker so weit verstärkt, daß sie als Kollektorspannung für die Transistoren verwendet werden kann. In der angegebenen Schaltung sind Schalttransistoren vom Typ OC 822 verwendet worden. Sie gestatten eine Kollektorspannung von —30 V und einen Kollektorstrom von 150 mA.

Die Spannungsquelle E dient zur positiven Vorspannung der Basis. Ihre Größe richtet sich nach der verwendeten Zenerdiode.

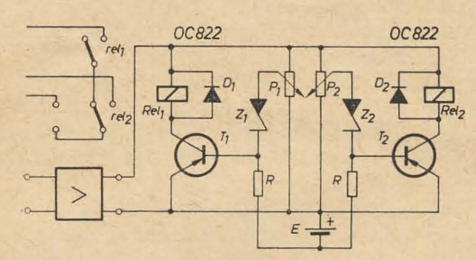


Bild 6: Grenzwertsignalgeber mit Transistoren und Zenerdioden (Polung der Batterie E verkehrt eingezeichnet)

Die Wirkungsweise ist folgende: Wieder wird angenommen, daß Sollwert gleich Istwert ist. Es darf also kein Ausgangssignal vorhanden sein. Das bedeutet, Rel_1 hat angezogen und Rel_2 ist abgefallen.

Die vom Verstärker kommende Kollektorspannung wird über P_1 und über die Zenerdiode der Basis von T_1 zugeführt. P_1 muß so eingestellt sein, daß die Zenerspannung gerade überschritten wird. Dadurch wird die Basis von T_1 negativ, T_1 öffnet, und Rel_1 zieht an. P_2 muß so eingestellt sein, daß die Zenerspannung noch nicht erreicht wird. Die Basis von T_2 ist daher über R positiv vorgespannt, d. h., T_2 ist gesperrt, und Rel_2 kann nicht anziehen. Tritt eine Regelabweichung auf, die einen Spannungsabfall zur Folge hat, so muß Rel_1 auch abfallen.

Mit Abnahme der Kollektorspannung sinkt auch die durch P_1 geteilte Spannung. Bei geeigneter Einstellung wird jetzt die Zenerspannung unterschritten. Über R wird nun auch die Basis von T_1 positiv, so daß der Kollektorstromfluß unterbrochen wird. Rel_1 fällt somit ab.

Steigt nun die Spannung wieder an, erreicht den Sollwert und übersteigt diesen, so werden nacheinander beide Basen negativ, d. h., beide Transistoren sind leitend. Jetzt wird ein anderes Signal abgegeben.

Folgendes ist beim Aufbau zu beachten:

Der ohmsche Relaiswiderstand muß sein

$$R_{RE} > \frac{U_{CE}}{I_C}$$

Der Widerstand der Relais muß größer sein als der angegebene Quotient, er kann so weit vergrößert werden, bis noch genügend Strom fließt, der das betreffende Relais anziehen läßt. Weiterhin ist zu bemerken, daß die Potentiometer im Basiskreis hochohmig sein müssen, da sonst die Zenerdioden durch erhöhten Stromfluß zerstört werden können.

Als Zenerdioden eignen sich für diese Schaltung die vom Typ ZL 910/6.

Die Dioden D_1 und D_2 haben den Zweck, die beim Schalten der Relais auftretenden Induktionsströme kurzzuschließen und somit die Transistoren davor zu schützen.

Es gibt natürlich eine Vielzahl von Schaltungen und Möglichkeiten. Es sei nur das Prinzip des „Schmitt-Triggers" erwähnt, und schon bieten sich neue Arten und Schaltungen an.

Literatur

Belter, K.: Schaltungen mit Zenerdioden. radio und fernsehen 12 (1963) H. 2 S. 48—51.

Neue Typenbezeichnungen für Halbleiterbauelemente

Wie wir bereits kurz berichteten [radio und fernsehen 13 (1964) H. 2 S. 34], wurde zwischen den Halbleiterbetrieben und Vertretern der Geräteindustrie im Rahmen einer Standardisierungsplanaufgabe ein neuer Bezeichnungsschlüssel für Halbleiterbauelemente vereinbart. Obgleich das neue Bezeichnungssystem erst etwa Mitte des Jahres 1964 verbindlich wird, sind einige Betriebe gezwungen, es bereits mit Beginn des Jahres einzuführen, weil der bisherige Typenschlüssel erschöpft ist und eine Anzahl von Um- und Neuentwicklungen nicht mehr eindeutig bezeichnet werden könnte.

Nach dem neuen System werden alle Bauelementetypen bezeichnet, die neu herauskommen oder deren Fertigung auf absehbare Zeit weiterläuft. Typen, deren Fabrikation in nächster Zeit eingestellt wird, behalten die alte Bezeichnung. In der Übergangszeit, die über den 31. 12. 1964 nicht hinausgehen soll, können beide Bezeichnungsarten parallel benutzt werden. Das Halbleiterwerk Frankfurt/Oder z.B. wird in den Katalogen für das Jahr 1964 stets noch die alten Typenbezeichnungen in Klammern aufführen.

Das Charakteristische der Entwicklungsperiode, die gegenwärtig die Halbleitertechnik erreicht hat, ist zweifellos das Bestreben, die Halbleitertypen mehr und mehr auf die speziellen Forderungen bestimmter Anwendungsfälle zuzuschneiden. Das ist es, was in den neuen Typenbezeichnungen zum Ausdruck kommt!

Sie besteht für Allgebrauchstypen aus zwei Buchstaben und drei Ziffern (Beispiele siehe unten). Der erste Buchstabe kennzeichnet das Ausgangsmaterial:

G: Germanium
S: Silizium

Der zweite Buchstabe weist auf das Hauptanwendungsgebiet des Transistortyps hin. Hier haben die Buchstaben folgende Bedeutung:

A: Diode
C: Niederfrequenztransistor
D: Niederfrequenz-Leistungstransistor mit einem inneren Wärmegrad von ≦ 15 grd/W
E: Tunneldiode
F: Hochfrequenztransistor
L: Hochfrequenz-Leistungstransistor mit einem inneren Wärmewiderstand von ≦ 15 grd/W
P: strahlungsempfindliches Bauelement
S: Schalttransistor
U: Leistungsschalttransistor mit einem inneren Wärmewiderstand von ≦ 15 grd/W
R: Halbleiterbauelement mit Durchbruchskennlinie für Schalt- und Steuerzwecke
T: Thyristor (steuerbarer Gleichrichter) für Stromstärken bis $\overline{I}_{FN} = 10$ A
Y: Halbleitergleichrichterdiode für Stromstärken bis $\overline{I}_{FN} = 10$ A
Z: Zenerdiode, Referenzdiode.

Den an die Buchstabengruppe anschließenden drei Ziffern wird keine Bedeutung unterlegt. Sie dienen nur zur Unterscheidung verschiedener Typen für den gleichen Anwendungszweck.

Die Typenbezeichnung von Bauelementen für kommerzielle Anwendungen (Beispiele siehe unten) besteht aus drei Buchstaben und zwei Ziffern. Die ersten beiden Buchstaben haben dieselbe Bedeutung (Ausgangsmaterial, Anwendungsgebiet) wie bei den Allgebrauchs-

typen. Der dritte Buchstabe weist auf die vorwiegend kommerzielle Anwendung hin. Es werden die Buchstaben des Alphabets von rückwärts, mit Z beginnend, benutzt. Die nachfolgenden beiden Ziffern dienen auch hier nur zur Unterscheidung von Typen des gleichen Anwendungsgebietes.

Zu der Nomenklatur der Typenbezeichnung wäre noch erläuternd zu sagen: Die anderenorts eingeführte Kennzeichnung des Ausgangsmaterials durch die Buchstaben A (anstelle von G = Germanium) und B (anstelle von S = Silizium) wurde im Verlauf der Bearbeitung des Standards wohl erwogen, mußte aber, obgleich sich diese Bezeichnungsweise international, z. B. in der VR Ungarn, einzuführen beginnt, aus verschiedenen Gründen wieder verworfen werden. Einige davon seien genannt. Die Eigenschaften der für den gleichen Anwendungszweck vorgesehenen Halbleitertypen sind infolge der zur Zeit noch sehr unterschiedlichen Herstellungsverfahren, die in den einzelnen Halbleiterbetrieben angewendet werden, nicht identisch. Sie müssen deshalb mit einer unterschiedlichen Typenbezeichnung gekennzeichnet werden. Um Kollisionen mit bereits eingeführten Bezeichnungen zu vermeiden, hätte jeder nationalen Gruppe von halbleiterherstellenden Betrieben eine vierstellige Ziffernreihe zugeteilt werden müssen. Das erschien den Herstellerbetrieben nicht tragbar, weil es beim Beschriften der immer kleiner werdenden Bauelemente Schwierigkeiten geben würde. Hinzu kommt noch, daß im Rahmen von Vereinbarungen starkstromtechnischer Fachgremien der Staaten des RGW die Kennzeichnung von Germaniumbauelementen durch den Buchstaben G und von Siliziumbauelementen durch den Buchstaben S bereits früher vereinbart wurde. So blieb nach Lage der Dinge das gewählte Kennzeichnungsverfahren als das einzig mögliche übrig.

Als technisch bedeutsam zu erwähnen ist noch, daß die Grenze zwischen den Vorstufen- und Treibertransistoren auf der einen Seite und den Leistungstransistoren auf der anderen Seite nunmehr durch den inneren Wärmewiderstand bestimmt wird. Die bisher als Unterscheidungsmerkmal benutzte maximale Kollektorverlustleistung bei konstant gehaltener Gehäusetemperatur von 45 °C (Nennverlustleistung) gibt vielfach vom anwendungstechnischen Standpunkt aus ein falsches Bild. Darauf wurde bereits hingewiesen [radio und fernsehen 12 (1963) H. 17 S. 533].

Die Grenze zwischen Niederfrequenz- und Hochfrequenztransistoren konnte nicht so eindeutig gezogen werden. Die für jeden Transistortyp als charakteristische Größe angegebene f_α-Grenzfrequenz, f_1- oder f_T-Frequenz ist zwar für den Anwender zur Beurteilung der Einsatzmöglichkeiten notwendig, kann aber nicht als Abgrenzungsmerkmal dienen, da in der Niederfrequenztechnik die Emitterschaltung vorherrscht ($f_\beta \approx f_\alpha/\beta$) und die im Betrieb auftretenden frequenzmäßigen Eigenschaften des Transistors zudem noch davon abhängen, ob er von einer hochohmigen Quelle (Stromsteuerung) oder einer niederohmigen Quelle (Spannungssteuerung) gesteuert wird.

Für die Bezeichnung der für die Starkstromtechnik bestimmten Halbleiterbauelemente lagen Vereinbarungen im Rahmen des RGW vor, die mit unwesentlichen Zusätzen übernommen wurden. Sie gelten, wie ebenfalls bereits vereinbart, für Bauelemente mit Nennstromstärken über 10 A.

Die Typenbezeichnung beginnt hier stets mit einem V (= Ventil). Der zweite Buchstabe weist auf das Ausgangsmaterial hin (G = Germanium, S = Silizium). Die Kühlungsart wird gegebenenfalls durch einen dritten, ebenfalls groß geschriebenen Buchstaben ausgedrückt (z. B. F = Forcierte Luftkühlung). Wenn er fehlt, ist das Gleichrichterelement für reine Konvektionskühlung gebaut. Ein vierter, klein geschriebener Buchstabe ermöglicht einige ergänzende Bezeichnungen (z. B.: s = steuerbar, Thyristor; d = diffundiert, d. h., der Gleichrichter enthält einen durch Störstellendiffusion hergestellten pn-Übergang). Die auf die Buchstabengruppe folgende Ziffer gibt den arithmetischen Mittelwert des Nenndurchlaßstromes an. Nach einem Schrägstrich wird dann die Nennsperrspannung (Scheitelwert) als Vielfaches von 100 V angegeben (Klasse). Schließlich folgt hinter einem Längsstrich die Durchlaßgruppe, d. i. die Nenndurchlaßspannung in Einheiten von 100 mV.

Zur Erläuterung dieser Nomenklatur diene das Beispiel:

VSF 200/5 — 0,6: Siliziumgleichrichter, der bei forcierter Luftkühlung für eine Nennstromstärke von 200 A und für die Nennsperrspannung von 500 V ausgelegt ist, Durchlaßgruppe 06.

Die bei den Gleichrichtern im Einklang mit den bereits erwähnten Vereinbarungen innerhalb des RGW übernommene Abgrenzung gegenüber den Starkstrombauelementen durch den Mittelwert des Gleichrichterstromes ($\bar{I}_{FN}$) von 10 A wird in Zukunft nicht immer eingehalten werden können. Es wäre z. B. nicht sinnvoll, einen Germaniumgleichrichtertyp, der zur Verwendung in transistorisierten Fernsehempfängern als sogenannte Boosterdiode bestimmt ist und der wegen der Impulsbelastung für eine hohe Nennstromstärke ausgelegt werden muß, nach der Nomenklatur für Starkstrombauelemente zu bezeichnen. Umgekehrt benötigt die Kraftfahrzeugelektrik, die man der Starkstromtechnik zurechnen muß, auch gewisse Bauelemente für kleinere Stromstärken.

Was den bisher wenig gebräuchlichen Ausdruck Thyristor betrifft, so sei darauf hingewiesen, daß dies die in den Gremien der IEC (Internationale Elektrotechnische Commission) festgelegte Bezeichnung für einen (steuerbaren) Gleichrichter mit Auslöse(Trigger)-charakteristik ist. Er wurde in den Standard über Begriffe der Halbleitertechnik bereits übernommen.

E. Bottke

Gegenüberstellung von alten und neuen Typenbezeichnungen

A. Dioden

ZL 910/1 = SZ 501	ZL 910/5,6 = SZ 505
ZL 910/6,8 = SZ 506	ZL 910/8,2 = SZ 508
ZL 910/10 = SZ 510 usw.	
OY 100 = GY 100	OY 101 = GY 101
OY 102 = GY 102 usw.	
OY 110 = GY 110	OY 111 = GY 111
OY 112 = GY 112 usw.	
OY 120 = GY 120	OY 121 = GY 121
OY 122 = GY 122 usw.	

B. Transistoren

OC 870 = GC 100	(F < 25 dB)
OC 870 = GC 101	(F < 10 dB)

OC 815 = GC 115	OC 816 = GC 116	sämtlich nur in der runden Bauform
OC 817 = GC 117	OC 820 = GC 120	
OC 821 = GC 121	OC 822 = GC 122	
OC 823 = GC 123		
OC 830 = GD 100	OC 831 = GD 110	
OC 832 = GD 120	OC 833 = GD 130	
OC 835 = GD 150	OC 836 = GD 160	
OC 837 = GD 170	OC 838 = GD 180	
OC 871 = GF 100	OC 872 = GF 105	
OC 873 = GF 110	OC 880 = GF 120	
OC 881 = GF 121	OC 882 = GF 122	
OC 883 = GF 130	OC 884 = GF 131	
OC 920 = SC 100	OC 923 = SC 103	
(OC 923 = SC 104)	OC 921 = SS 101	
OC 922 = SS 102		

Messung der dynamischen Kenndaten von Transistoren mit Hilfe der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3

HENRY LANGER

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Technischen Hochschule Ilmenau

Im folgenden Beitrag sollen die Einsatzmöglichkeit der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3 vom VEB Meßelektronik Berlin gezeigt und die dazu notwendigen Zusatzeinrichtungen (Adapter) sowie geringfügige Veränderungen in der Brücke beschrieben werden. Im Ergebnis ergibt sich die Möglichkeit, die komplexen y^L_e-Parameter von Transistoren in einem Frequenzbereich von 30 kHz ··· 1,5 MHz zu messen.

Die Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3

Die Brücke arbeitet nach dem Null-Verfahren mit Differentialübertrager [siehe radio und fernsehen 13 (1964) H. 4 S. 106]. Zum Abgleich dienen eingebaute Leitwert- und Kapazitätsnormale. Der Stufenleitwert umfaßt den Bereich von 10^{-7} ··· 1 S. Das eingebaute Kapazitätsnormal überstreicht den Bereich von 0 ··· 1,2 μF. Beide Bereiche schließen die bei den Transistorparametern auftretenden Größenordnungen ein. Das Meßergebnis ergibt sich als Parallelschaltung eines (reellen) Leitwertes $y^{\perp}$ mit einer Kapazität $\pm$C. Damit erhält man den Scheinleitwert

$$y^L = y^{\perp} \pm j y^{\perp\perp}$$

wobei $y^{\perp\perp} = \omega C$ ist.

+C ergibt sich im Falle einer kapazitiven Blindkomponente des Meßobjektes (Schalterstellung +). —C ergibt sich im Falle einer induktiven Blindkomponente des Meßobjektes (Schalterstellung —). Wird das Meßergebnis nicht als Scheinleitwert, sondern als Scheinwiderstand $R^L = R^{\perp} \pm j R^{\perp\perp}$ gewünscht, so gestatten zwei zur SWM 3 gehörende Diagramme die bequeme Bestimmung der Widerstandskomponenten der entsprechenden Reihenschaltung.

Besondere Bedeutung für die Verwendung der Brücke zur Transistormessung haben die drei folgenden Betriebsarten, für die die SWM 3 (umschaltbar) eingerichtet ist (Bild 1)

1) erdfrei
2) symmetrisch
3) unsymmetrisch

Im folgenden sollen die Adapter, die für die einzelnen Transistorparameter eingerichtet wurden, sowie die Meßanordnung und der Meßvorgang beschrieben werden.

Messung von y^L_{11e}

Meßanordnung und Aufbau des Adapters

Bild 2 zeigt die gesamte Meßanordnung, die im linken Teil (gestrichelt) den Transistoradapter enthält. Die Brücke ist hierbei zunächst durch den Betriebsartenschalter auf die Betriebsart „symmetrisch" eingestellt. Der Transistor liegt mit seinem Eingangskurzschlußleitwert y^L_{11e} an den Meßbuchsen a und b. Der Emitter ist außerdem mit der Erdbuchse c verbunden. Über die Gleichspannungsquelle U_b, die durch die Kapazität C_2 überbrückt ist, wird die Meßbuchse b geerdet und die unsymmetrische Betriebsart realisiert, obwohl der Betriebsartenschalter der Brücke auf „symmetrisch" eingestellt ist.

Die Gleichspannungsquellen (U_c und U_b) liegen mit ihren positiven Klemmen beide an einem gemeinsamen Erdpunkt, so daß deren Erdkapazitäten ohne Einfluß auf den Meßvorgang sind. Die Punkte P_1, P_2, P_3, P_4 sind zu Buchsen im Adaptergehäuse herausgeführt und gestatten einen bequemen Anschluß der für die Arbeitspunkteinstellung notwendigen Gleichspannungsquellen. Wie aus dem Bild 2 ersichtlich ist, wird der Basis-Gleichstromkreis über die Brücke geschlossen. Um eine Basisstromänderung beim Abgleichvorgang ($y^{\perp}_N$-Variation) zu verhindern, ist es notwendig, den rechten Brückenzweig gleichstrommäßig aufzutrennen. Dies erfolgt durch die eingezeichnete Trennkapazität C_T. Hierfür ist jedoch ein innerer Eingriff in die Brücke nicht notwendig. Die Brücke besitzt im Originalzustand an der Frontplatte rechts neben den Meßbuchsen einen Stecker, der die herausgeführten Anschlüsse des Differentialübertragers (Buchsen 1, 3, 4, 6 im Stromlaufplan der Brücke) mit den Brückenzweigen (Buchsen 2, 5) verbindet und das wirksame Kapazitätsnormal um den Faktor 10 variiert. Um den rechten Brückenzweig gleichstrommäßig aufzutrennen, ist es zweckmäßig, einen zweiten Stecker anzufertigen, der die Buchsen 5/6 bzw. 4/5 nicht galvanisch, sondern kapazitiv verbindet. Die Kapazität dieses „Trennsteckers" (Bild 3) muß relativ groß sein, um auch bei niedrigeren Frequenzen noch den Kurzschluß-Vorabgleich durchführen zu können (C_T = etwa 400 μF || 20 nF). Die Kapazitäten C_1 und C_2 wurden wie folgt gewählt: C_1 = 10 μF || 10 nF, C_2 = 100 μF || 10 nF.

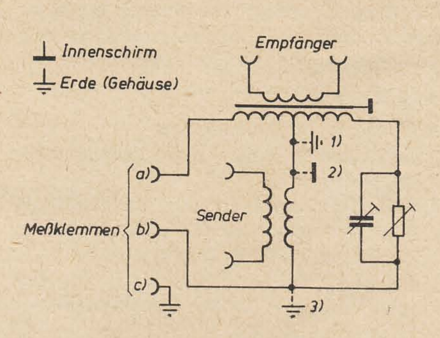


Bild 1: Betriebsarten der SWM 3, 1) erdfrei, 2) symmetrisch, 3) unsymmetrisch

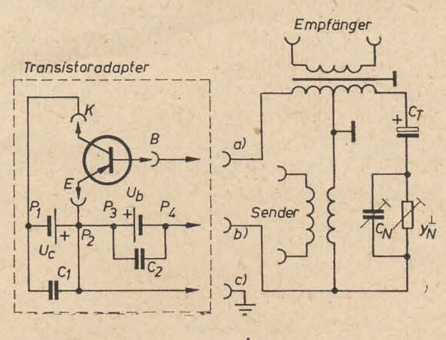


Bild 2: Meßanordnung für y^L_{11e}

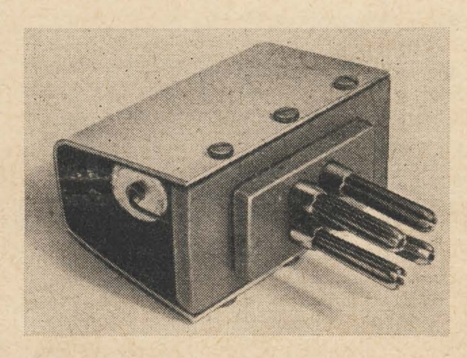


Bild 3: Trennstecker zur gleichstrommäßigen Auftrennung des rechten Brückenzweiges

Meßvorgang

1. Einsetzen des Trennsteckers
2. Betriebsartenschalter auf Stellung „symmetrisch"
3. Transistoradapter in die Meßklemmen (a, b, c) einstecken
4. Zuführung der Gleichspannungen
5. Leerlauf- und Kurzschlußvorabgleich der Brücke mit eingesetztem Adapter so durchführen, wie in der Bedienungsanleitung zur SWM 3 beschrieben. Als Kurzschlußbügel verwendet man zweckmäßigerweise einen kleinen Drahtbügel, mit dem man am Adapter die Strecke Emitter-Basis kurzschließt
6. Einsetzen des Transistors in die Meßfassung
7. Einsetzen des Kurzschlußbügels in die Buchsen I, II
8. Einstellen des gewünschten Arbeitspunktes
9. Brückenabgleich erfolgt wie in der Bedienungsanleitung zur SWM 3 beschrieben.

Messung von y^L_{22e}

Meßanordnung und Aufbau des Adapters

Die Meßanordnung sowie den Aufbau des Adapters zeigt das Bild 4. Der Transistor liegt hierbei mit seinem Ausgangskurzschlußleitwert y^L_{22e} an den Meßklemmen der Brücke. Der Definition von y^L_{22e} entsprechend, wird der Eingang des Transistors durch C_1 (100 μF || 20 nF) kurzgeschlossen. Die Kollektorgleich-

spannung wird hierbei über den linken Brückenzweig dem Transistor zugeführt. C_2 beträgt 10 μF || 20 nF.

Messung von y^L_{12e}

Meßanordung und Aufbau des Adapters

Zur Bestimmung des Rückwirkungsleitwertes y^L_{12e} eignet sich ebenfalls eine Brückenschaltung (Bild 5). Im abgeglichenen Zustand ist der über y^L_N fließende Wechselstrom gleich dem über den Rückwirkungsleitwert fließenden Strom ($i_1 = i_2$). Da die Phasenverschiebung 180° beträgt, ergibt sich die Indikatorspannung Null. Entsprechend dieses Meßprinzips wurde die Meßanordnung mit Hilfe der SWM 3 nach Bild 6 gewählt. Die Definition des Rückwirkungsleitwertes y^L_{12e} erfordert den eingangsseitigen Kurzschluß, der im abgeglichenen Zustand dadurch realisiert ist, daß die Potentialdifferenz an der Brückendiagonale gleich Null wird. Basis und Emitter haben in diesem Falle gleiches Potential. Aus der Definition des Rückwirkungsleitwertes ergibt sich bei seiner Messung ferner die Forderung, den Transistor wechselstrommäßig im Ausgangskreis (Kollektorkreis) zu speisen. Aus diesen Gründen wurden für die Messung von y^L_{12e} die beiden Übertrager der Brücke vertauscht (Vertauschung der äußeren Klemmen: Sender an die Buchsen „Empfänger", Empfänger an die Buchsen „Sender" anschließen). Sowohl für die Gleichstromversorgung des Kollektorkreises als auch für den bequemen Anschluß des Emitters ist es zweckmäßig, für dieses Meßverfahren eine geringe innere Schaltungsänderung der Brücke vorzunehmen. Der Indikatorzweig wird gleichstrommäßig aufgetrennt, wobei eine Kapazität C_2, die gleichzeitig den Innenwiderstand der Spannungsquelle U_c shuntet, diese Trennstelle überbrückt ($C_2 = 10\,\mu$F || 10 nF). Die beiden Punkte I, II führt man mit Hilfe abgeschirmter Leitungen an zwei äußere Buchsen. Hierfür wurden die beiden Buchsen, die sich in der Frontplatte der SWM 3 zur Aufbewahrung des Kurzschlußbügels befinden, gegen das Gehäuse isoliert und mit den Punkten I und II verbunden. Sie dienen damit der bequemen Gleichspannungszuführung (U_c) und ermöglichen den Anschluß des Emitters (Bu_I oder Bu_{II}). Da die Buchsenabstände nicht geändert wurden, können sie nach beendeter Messung zu ihrem ursprünglichen Zweck verwendet werden. Es ist zu erkennen, daß diese beschriebene Schaltungsänderung der Brücke ausschließlich im Indikatorzweig erfolgt, wodurch mehr oder weniger feste Kapazitäten (Erdkapazität der Spannungsquelle U_c, Erdkapazitäten der Leitungen I und II, Erdkapazität der Emitterzuführung) dem Indikator parallel geschaltet werden. Im abgeglichenen Zustand besitzt jedoch, wie bereits bemerkt, der Punkt I Erdpotential, so daß die durch die Schaltungsänderung hervorgerufenen Parallelkapazitäten keinen verfälschenden Einfluß auf das Meßergebnis haben. Der einzige denkbare Einfluß der Erdkapazitäten wäre eine Verringerung der Indikatorempfindlichkeit, die aber im vorliegenden Falle nicht merkbar auftrat. Als Indikator wurde der Allwellenempfänger Typ 180 vom VEB Funkwerk Erfurt verwendet. Die Emitterzuführung an die Buchsen I oder II erfolgt über eine aus dem Adapter herausgeführte abgeschirmte Leitung. Um eine Gleichstromaufteilung über beide Brückenzweige zu vermeiden, ist auch bei dieser Meßanordnung die Trennkapazität C_T notwendig. C_1 beträgt 100 μF || 20 nF.

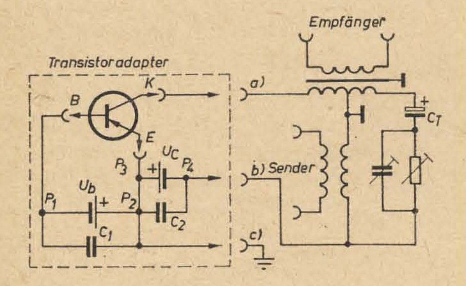


Bild 4: Meßanordnung für y^L_{22e}

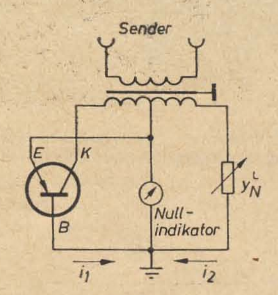


Bild 5: Meßprinzip für y^L_{22e}

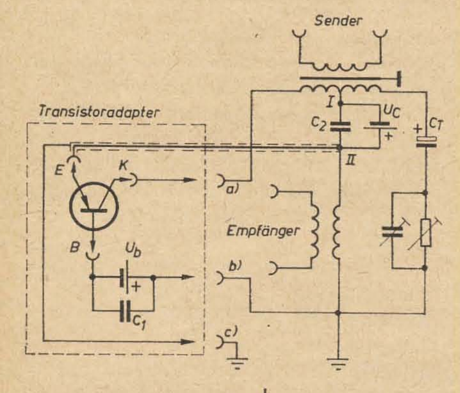


Bild 6: Meßanordnung für y^L_{12e}

Meßvorgang

1. Einsetzen des Trennsteckers
2. Betriebsartenschalter auf Stellung „unsymmetrisch"
3. Transistoradapter in die Meßklemmen (a, b, c) einsetzen, dabei die Emitterleitung der Buchse I oder II zuführen
4. Zuführung der Gleichspannungen (an den Adapter U_b, an die Buchsen I/II die Kollektorspannung U_c)
5. Leerlauf- und Kurzschlußvorabgleich der Brücke mit eingesetztem Adapter so durchführen, wie in der Bedienungsanleitung zur SWM 3 beschrieben ist. Als Kurzschlußbügel verwendet man einen kleinen Drahtbügel, mit dem man die Strecke Basis-Kollektor überbrückt.
6. Einstellen des gewünschten Arbeitspunktes
7. Brückenabgleich erfolgt wie in der Bedienungsanleitung zu SWM 3 beschrieben.

Messung von y^L_{21e}

Meßanordnung und Aufbau des Adapters

Das Grundprinzip zur Messung von y^L_{21e} ist die im Bild 7 dargestellte Kompensationsmethode. Die zwischen Basis und Emitter liegende Wechselspannung liefert (bei $u_{CE} = 0$) einen Kollektorstrom von der Größe

$$i_{CE} = y^L_{21e} \cdot u_{BE}$$

Ist der durch y^L_N bestimmte Strom i_N im Betrag gleich dem Kollektorstrom i_{CE}, in seiner Phase jedoch entgegengesetzt gerichtet, kompensieren sich diese beiden Ströme im Punkt P, und das Indikationsinstrument zeigt den Wert Null. Der eingestellte Leitwert y^L_N entspricht dann dem komplexen Übertragungsleitwert y^L_{21e} des Transistors. Außerdem ist im abgeglichenen Zustand die definitionsgemäße Voraussetzung für y^L_{21e} (ausgangsseitiger Kurzschluß, $u_{CE} = 0$) meßtechnisch realisiert. Da der Übertragungsleitwert y^L_{21e} induktiven Charakter hat, müßte das Leitwertnormal y^L_N als Blindelement eine variable Induktivität besitzen. Eine praktische Möglichkeit, das notwendige induktive Blindelement durch ein Kapazitätsnormal zu realisieren, zeigt das Bild 8. Der Differentialübertrager liefert an das Kapazitätsnormal C_N eine Wechselspannung, die gegenüber der Basisspannung um 180° phasenverschoben ist. Der von C_N in dieser Schaltung gelieferte Strom ist somit identisch mit dem Strom, der durch ein induktives Blindelement von y^L_N (Bild 7) fließen würde. Damit sind die prinzipiellen Voraussetzungen für die Verwendung der SWM 3 auch zur Messung von y^L_{21e} geschaffen. Die endgültige Meßanordnung sowie den Aufbau des Adapters zeigt das Bild 9. Der Transistoradapter ist ähnlich aufgebaut, wie bei der y^L_{12e}-Messung ($C_2 = 10\,\mu$F || 10 nF). Er wird hierbei nicht in die Meßbuchsen, sondern in die Buchsen „Zusatzkondensator + C" eingesetzt, so daß der Transistor mit der Basis-Kollektor-Strecke parallel zum Leitwertnormal y^L_N der Brücke liegt. Alle C-Normale der Brücke werden auf „—C" eingestellt. Damit ist das notwendige induktive Blindnormal realisiert. Die Messung erfolgt durch abwechselnden Abgleich von y^L_n und C_N auf Indikator-Null. Beginnt man den Abgleich mit dem C-Normal, treten Schwingungen auf, die durch eine Rückkopplung über C_N verursacht werden.

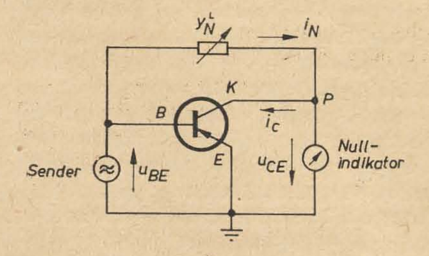


Bild 7: Meßprinzip für y^L_{21e}

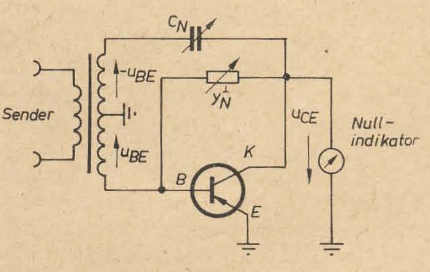


Bild 8: Meßprinzip für y^L_{21e}

Beginnt man dagegen den Abgleich mit $y_N^{\perp}$, so wird über diesen Leitwert die über C_N rückgekoppelte Spannung kompensiert und das Schwingen der Meßanordnung verhindert.

Das Meßergebnis erhält man als komplexen Leitwert in Form von $y_{21e}^{\perp}$ und $-C_{21e}^{\perp}$. Den

8. Brückenabgleich mit $y_N^{\perp}$ (Realteil) beginnen; danach erfolgt abwechselnd C_N- und $y_N^{\perp}$-Abgleich, bis ein exaktes Minimum erreicht ist.

Die beschriebenen Meßanordnungen sind erfolgreich erprobt worden. Der Meßfehler be-

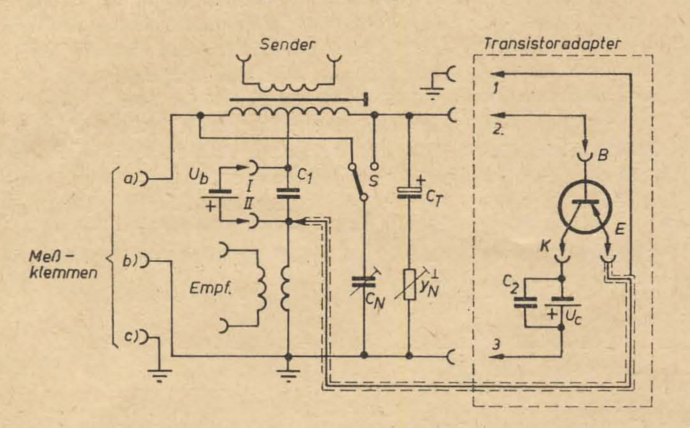


Bild 9: Meßanordnung für y^L_{21e}

Betrag sowie den Phasenwinkel erhält man aus diesen abgelesenen Werten wie folgt

$$y_{21e} = \sqrt{y_{21e}^{\perp 2} + (\omega \cdot C_{21e})^2}$$

$$\varphi_{21e} = -\arctan \frac{\omega C_{21e}}{y_{21e}^{\perp}}$$

Meßvorgang

1. Meßartenschalter auf Stellung „unsymmetrisch"
2. Transistoradapter in die Buchsen „Zusatzkondensator" (+C) einsetzen
3. Alle C-Regler auf „—C" einstellen
4. C-Feinregler auf 0 (rote Skala) stellen
5. Gleichspannungen zuführen (U_C an den Adapter, U_b an die Buchsen I/II)
6. Kurzschluß- und Leerlaufabgleich nach Bedienungsanleitung der SWM 3 durchführen. Der Adapter befindet sich hierbei an den Buchsen „Zusatzkondensator" (+C). Leerlauf und Kurzschluß an den Meßbuchsen a und b realisieren
7. Arbeitspunkt einstellen

trägt bei allen vier Parametern $< 5\%$. Bei allen Messungen muß darauf geachtet werden, daß die Speisespannungen der Brücke (Senderspannung) ≤ 20 mV beträgt, um eine Übersteuerung des Transistors mit Sicherheit zu vermeiden. Infolge der für die y^L_{12e}- und y^L_{21e}-Messung notwendigen gleichstrommäßigen Auftrennung des Indikatorzweiges der SWM 3 ist es für die vorhergehenden Meßverfahren (y^L_{11e}, y^L_{22e}) notwendig, diese Trennstelle galvanisch zu überbrücken (Kurzschlußbügel I/II). Letzteres ist notwendig, da für diese Meßverfahren die Gleichstromversorgung über den Indikatorzweig erfolgt.

Literatur

[1] Beschreibung der Scheinleitwertbrücke SWM 3, VEB Werk für Meßelektronik

[2] Olschweski, R.: Telefunken Röhrenmitteilungen 600659

[3] Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, VI. Band. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin

Transistop – ein Schutz des Gleichrichters vor Spannungsspitzen

Beim Schalten von Induktivitäten (z. B. Transformatoren) treten gefährliche Spannungsspitzen auf, die evtl. nachfolgende Halbleitergleichrichter gefährden.

Von der französischen Halbleiterfirma Soral wurde unter der Bezeichnung „Transistop" ein Bauelement auf den Markt gebracht, das gefährliche Spannungsspitzen begrenzt und somit die anderen angeschlossenen Bauelemente schützt. Es handelt sich bei den „Transistop"-Elementen um spezielle Selengleichrichter, die entweder einfach (bei Gleichstromkreisen) oder in Antiparallelschaltung (Wechselstromkreisen) geliefert werden. Bild 1 zeigt die von Soral verwendeten Schaltzeichen für die Transistopelemente, die ohne weiteres verständlich sind.

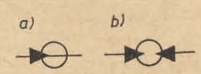


Bild 1: Von Soral verwendete Schaltzeichen für Transistopelemente a) polarisierte Typen (Gleichstromkreise), b) nicht polarisierte Typen (Wechselstromkreise)

Bild 2 zeigt die Strom-Spannungskennlinie der Transistopelemente in Sperrichtung. Die normale Betriebsspannung beträgt etwa 25 V_{eff} je Element. Der bei dieser Spannung fließende Strom ist sehr klein und kann meist vernachlässigt werden. Der Strom nimmt bei Spannungsanstieg schnell zu. Etwaige Spannungsspitzen werden auf 65 ··· 70 V_s begrenzt. Bild 3 zeigt, wie sich der Widerstand der Transistopelemente mit dem durchfließenden Strom ändert. Die im Bild 3 angegebenen Bezeichnungen beziehen sich auf verschiedene Transistopelemente.

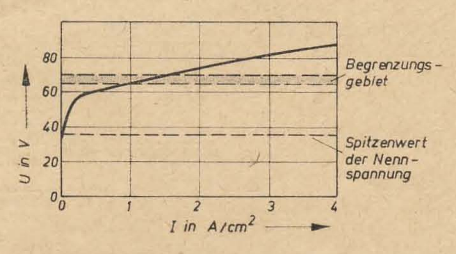


Bild 2: Strom-Spannungskennlinie der Transistopelemente

Bild 3: Widerstand der Transistopelemente als Funktion des durchfließenden Stromes

Beispiel

Gegeben ist eine Gleichrichterschaltung gemäß Bild 4. Beim primärseitigem Abschalten des Transformators tritt an der Sekundärseite eine Spannungsspitze auf. Ohne besondere Schutzmaßnahmen müßte die Sperrspannung der Gleichrichterbrücke größer sein, als die erwähnte Spannungsspitze, um Durchschläge mit Sicherheit zu vermeiden.

Parallel zur Sekundärseite des Transformators wird ein Transistopelement in Antiparallelschaltung geschaltet. Da der Transformator eine Sekundärspannung von 250 V_{eff} abgeben muß, muß das Transistopelement 250/25 = 10 Selenzellen in jeder Richtung enthalten.

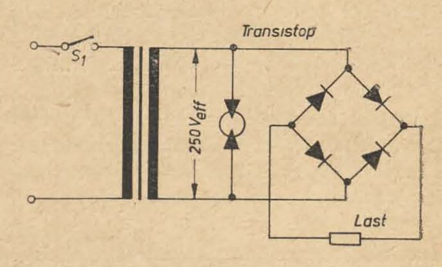


Bild 4: Beispiel einer durch Transistopelemente geschützten Gleichrichterbrücke

Die Größe der Elemente (ihre aktive Oberfläche) wird von dem maximalen Strom bestimmt bzw. von der größten zu vernichtenden Leistung. Prospektmaterialien gestatten die Auswahl von Elementen für Ströme von 1 ··· 50 A bzw. 0,12 ··· 60 Ws. *St.*

Fernbeobachteranlage FBA 2

Teil 2 und Schluß

Ing. WILFRIED DIETERICH

Mitteilung aus dem VEB Messelektronik, Berlin

Zwischenverstärker Vr 1

Der Zwischenverstärker (Bild 7, S. 173) dient hauptsächlich zur Verstärkung des von der Kamera FK 2 kommenden Videosignals. Ferner wird in ihm durch Hinzusetzen des Austast- und Synchrongemisches das zu verstärkende Videosignal zu einem vereinfachten Fernsehsignal formiert. Zu diesem Zweck stehen je drei Signal- und Impulsverstärkerstufen zur Verfügung. Außerdem enthält der Vr 1 eine Doppeltriode zur Aperturkorrektur, eine Duodiode für die getastete Klemmschaltung, eine Phasenspalterstufe für die Erzeugung der Klemmimpulse und die Endstufe.

Der Zwischenverstärker arbeitet folgendermaßen:

Die von der Fernkamera kommende koaxiale Signalleitung wird durch eine Parallelkombination ($RW_1 = 100\ \Omega$ und $R_1 = 300\ \Omega$) mit 75 Ω abgeschlossen. RW_1 ist der Verstärkungsregler. Von seinem Schleifer gelangt das Signal an das Steuergitter der ersten Verstärkerstufe $Rö_1$ (EF 860). In der Katode dieser Röhre erfolgt mit Hilfe einer umschaltbaren frequenzabhängigen Stromgegenkopplung die Kompensation verschiedener Kamerakabellängen (100 m, 200 m und 300 m). Parallel zu $Rö_1$ liegt der Differenzierentzerrer $Rö_2$ (ECC 865) zur Kompensation der Aperturverluste der Bildaufnahmeröhre. Mit RW_2 wird der Grad der Aperturentzerrung eingestellt. Im Anodenkreis der $Rö_1$ erfolgt, wie auch bei den anderen Verstärkerstufen $Rö_3$ und $Rö_6$, die Korrektur des Frequenzganges mit Hilfe der π-Kompensation, wie sie auch schon im Vorverstärker angewendet wurde.

Von $Rö_1$ kommt das Signal an das Gitter 1 der zweiten Verstärkerstufe $Rö_3$ (EF 861). In die Katode dieser Stufe wird das Austastgemisch eingespeist.

Die nächste Stufe, die das Videosignal erreicht, ist die in Anodenbasisschaltung arbeitende $Rö_9$ (ECC 962). Beide Systeme dieser Röhre sind zur Erhöhung der Verstärkung parallelgeschaltet. Die Beschneidungsschaltung zur Einstellung des Schwarzpegels befindet sich in ihrem Katodenkreis. Mit RW_3 wird die Sperrspannung der Abschneidediode OA 626 geregelt und damit die Schwarzabhebung eingestellt.

Im Gitterkreis der $Rö_9$ werden mit der getasteten Klemmschaltung die im Vorverstärker durch zu kleine Zeitkonstanten verloren gegangenen niedrigen Frequenzen wieder zugesetzt.

Die Klemmimpulse werden aus den positiven H-Impulsen erzeugt, die ebenfalls wie das Austast- und das Synchrongemisch aus dem Impulsteil entnommen werden. Die H-Impulse werden im Zwischenverstärker differenziert. Während die positiven Spitzen der differenzierten Impulse in der $Rö_{8b}$ (ECC 865) abgeschnitten werden, gelangen die negativen Spitzen, nach der Verstärkung in $Rö_{8b}$, an die Phasenspalterstufe $Rö_{4a}$ (ECC 865). Die hier gewonnenen positiven und negativen Klemmimpulse steuern dann die Klemmdioden EAA 91.

Von der Abschneidediode OA 626 gelangt das Videosignal (BA) auf das Steuergitter der dritten Verstärkerstufe $Rö_6$ (EF 861). Nach erfolgter Verstärkung wird im Anodenkreis dieser Röhre dem Signal das Synchrongemisch zugesetzt. Das nunmehr komplette Fernsehsignal (BAS) wird der Endstufe $Rö_7$ (EL 861) zugeführt. Der Arbeitspunkt dieser Röhre wird mit dem Regler RW_4 so eingestellt, daß ein Synchronpegel von etwa 30 % der gesamten Videospannung entsteht. Während von der Anode die Steuerspannung (weiß negativ) für den HF-Modulator abgenommen wird, kann gleichzeitig von der Katode ein videofrequentes Signal (BAS) von 1,4 V_{ss} entnommen werden. Dieser letztgenannte Ausgang ist bei Nichtbenutzung mit einem 75-Ω-Widerstand abzuschließen.

HF-Modulator Md 1

Der Md 1 (Bild 8) ist mit einer ECC 865 bestückt, deren erstes System als Oszillator in Dreipunktschaltung auf der Frequenz 48,25 MHz (entsprechend Kanal 2 im Band I nach CCIR) schwingt. Das zweite System arbeitet als Modulator. Seinem Steuergitter wird das Videosignal vom Zwischenverstärker und seiner Katode die zu modulierende HF-Spannung vom ersten System zugeführt. Im Anodenkreis dieser zweiten Triode befindet sich ein zweikreisiges Bandfilter, das eine relativ gute Einseitenbandübertragung ermöglicht. Von einer Anzapfung des Sekundärkreises wird die amplitudenmodulierte HF-Spannung der koaxialen Ausgangsbuchse zugeführt und kann von dieser über ein 60-Ω-Koaxialakabel zu einem HF-Bildempfänger (FB 2) geführt werden. Die maximal zu überbrückende Entfernung beträgt 1000 m. Bei Verwendung kurzer Kabellängen (< 300 m) sind in die Signalleitung Dämpfungsglieder einzuschalten. Die Ausgangsspannung beträgt 0,7 V_{eff}.

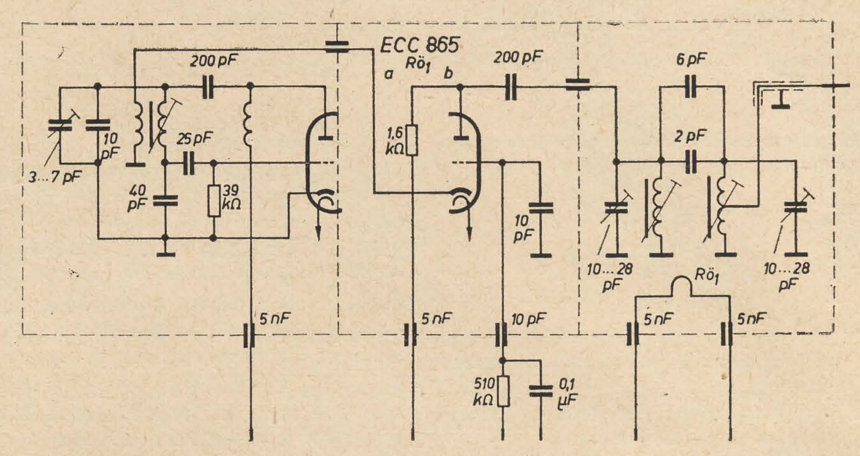


Bild 8: Schaltbild des Modulators

Fernbildschreiber FB 2

Auch der Bildschreiber ist in mehrere Baugruppen aufgeteilt, und zwar:

- HF-Tuner
- Bild-ZF-Verstärker
- Kippeinheit
- Netzteil

Während bei den vorher beschriebenen Geräten die einzelnen Bausteine übereinander angeordnet sind, mußten im FB 2 aus Gründen der Platzersparnis die Baugruppen um die Bildröhre herum angeordnet werden.

Die Einstellung der elektrischen Werte, wie Helligkeit, Kontrast und Synchronisation, kann nur mit der Fernbedienungseinheit FZB 2 vorgenommen werden. Für die Bildübertragung der FBA 2 arbeitet der FB 2 auf Kanal 2 im Band I nach CCIR.

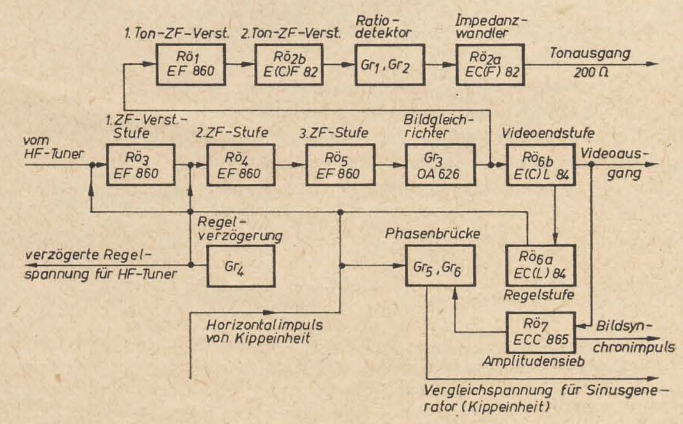


Bild 9: Blockschaltbild des Bild-ZF-Verstärkers

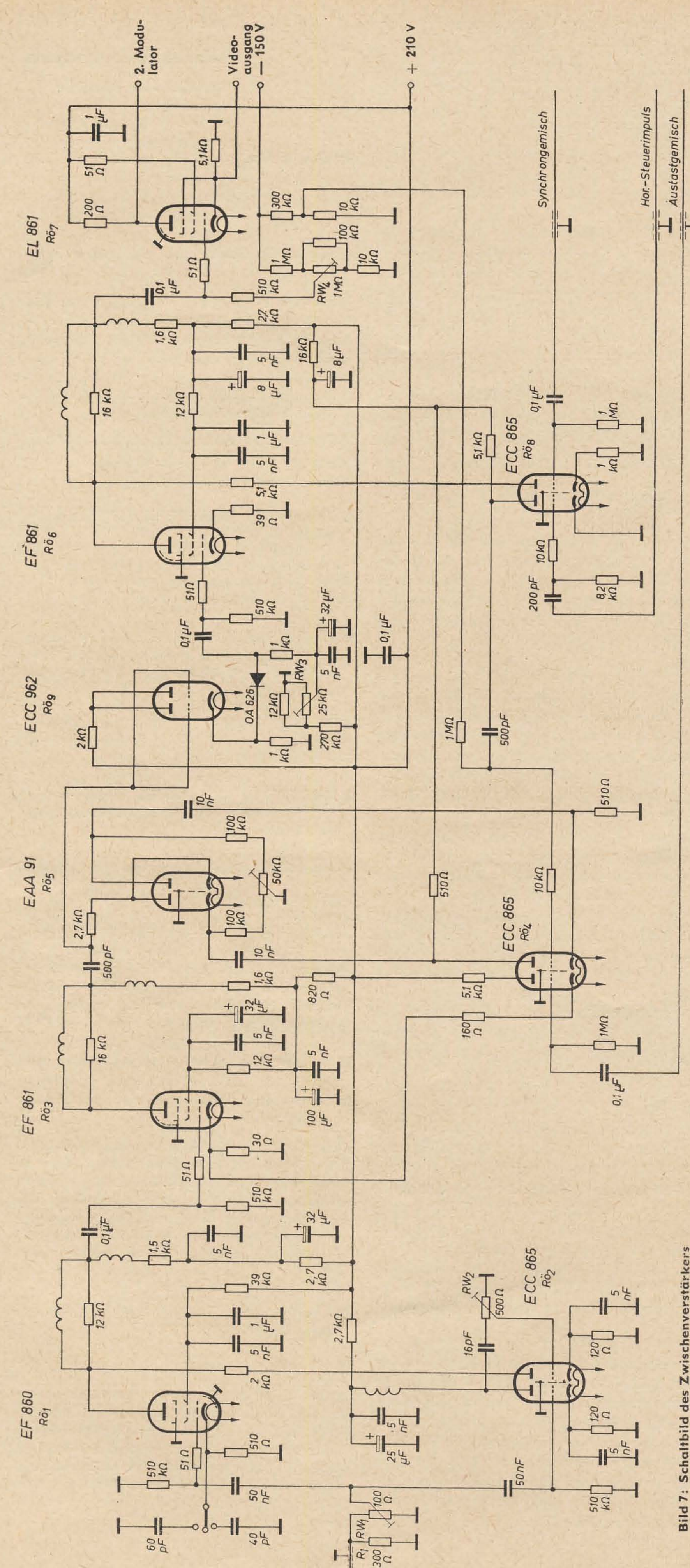


Bild 7: Schaltbild des Zwischenverstärkers

Die minimale Eingangsspannung beträgt 100 μV. Bei Eingangsspannungen > 200 mV sind Dämpfungsglieder in die Signalleitung zu schalten.

Ein nachträglich entwickelter mehrstufiger Videoverstärker gestattet die Verwendung des FB 2 für videofrequente Übertragungen. Dabei sind aus dem Bildschreiber die Baugruppen HF-Tuner und Bild-ZF-Verstärker herauszunehmen, und anstelle des letztgenannten ist der Videoverstärker einzusetzen. In diesem Verstärker sind eingebaut eine Weißwertbegrenzung. Kontrastregelung mit der Röhre EF 85 und eine getastete Klemmschaltung am Gitter der Endstufe EL 83. Ferner sind vorgesehen ein stetig regelbarer Klarzeichner und eine umschaltbare Kabelkompensation für 200, 350 und 500 m Signalkabel. Der Verstärker ist dimensioniert für Eingangsspannungen zwischen 0,5 bis 1,5 V_{ss}.

HF-Tuner

Der Baustein HF-Tuner ist ein auf ein Chassis montierter Kanalschalter vom Rafena-TV-Gerät „Dürer". Er ist mit den Röhren ECC 84 und ECF 82 bestückt, von denen die erstgenannte in Kaskodeschaltung als HF-Verstärker arbeitet. Während das Triodensystem der ECF 82 die Oszillatorfrequenz erzeugt, wird das Pentodensystem zur Mischung der HF mit der Oszillatorfrequenz und weiterhin als erste ZF-Verstärkerstufe verwendet. Von dem in der Anodenleitung der Pentode liegenden Leitkreis wird die ZF-Spannung über ein Koaxialkabel zum Bild-ZF-Verstärker geführt.

Bild-ZF-Verstärker

Von der Eingangsbuchse des Bild-ZF-Verstärkers gelangt das ZF-Signal auf einen dreistufigen ZF-Verstärker ($Rö_3$ bis $Rö_5$, siehe Bild 9) mit anschließender Videogleichrichtung. Hinter dem Gleichrichter Gr_3 (OA 626) wird mit einem Saugkreis (5,5 MHz) die Ton-ZF ausgesiebt und einem zweistufigen Verstärker ($Rö_1$ EF 860 und $Rö_{2b}$ E(C)F 82) zugeführt. Das Triodensystem der ECF 82 ($Rö_{2a}$) dient als Katodenausgang für die aus dem Ratiodetektor kommende Tonfrequenz ($R_{Ausg} = 200\ \Omega$).

Die am Arbeitswiderstand des Videogleichrichters (OA 626) auftretende Signalspannung wird zur weiteren Verstärkung dem Steuergitter der Endröhre $Rö_{6b}$ — E(C)L 84 — zugeführt. Von der Anode der $Rö_{6b}$ gelangt das Signal an das Amplitudensieb und über einen 5,5-MHz-Sperrkreis an die Katode der Bildröhre.

Als Amplitudensieb wird eine ECC 865 ($Rö_7$) verwendet. Die in dieser Stufe von dem Videosignal abgetrennten und verstärkten Synchronimpulse werden für die Horizontalsynchronisation der Phasenbrücke Gr_5 und Gr_6 (OA 685) und für die Vertikalsynchronisation über ein Integrierglied direkt zur Kippeinheit geführt (Bild 9).

Das Triodensystem der ECL 84 ($Rö_{6a}$) wird zur Erzeugung einer getasteten Regelspannung benutzt, die den ersten beiden ZF-Stufen ($Rö_3$ und $Rö_4$) direkt und dem HF-Tuner über eine Verzögerungsschaltung Gr_4 (OA 685) zugeführt wird.

Kippeinheit

Die von der Phasenbrücke im Bild-ZF-Verstärker gelieferte Spannung wird der Reaktanzröhre $Rö_{1a}$ (ECC 865) zugeführt (Bild 10).

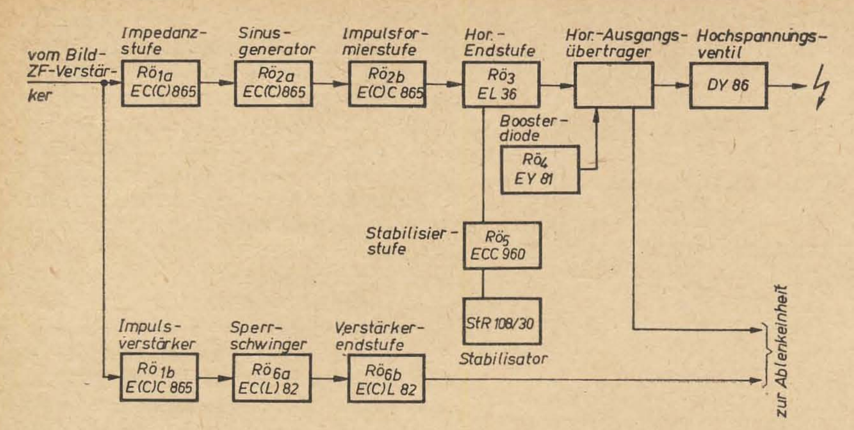


Bild 10: Blockschaltbild der Kippeinheit

Die Reaktanzstufe steuert die Frequenz des Sinusgenerators Rö$_{2a}$ (ECC 865), der die Horizontalfrequenz erzeugt. In der nachfolgenden Impulsformierstufe Rö$_{2b}$ wird die vom Sinusgenerator abgegebene Spannung in eine für die Steuerung der Horizontalendstufe Rö$_3$ (EL 36) notwendige Spannungsform umgewandelt. Zur H-Endstufe gehören außerdem die Boosterdiode Rö$_4$ (EY 81) und der Horizontalausgangsübertrager. Letztgenannter erzeugt den H-Ablenkstrom, der zur Ablenkeinheit weitergeleitet wird, und mit Hilfe des Hochspannungsventils (DY 86) die für die Bildröhre benötigte Hochspannung. Mit Rö$_5$ (ECC 960) und dem Stabilisator StR 108/30 wird eine

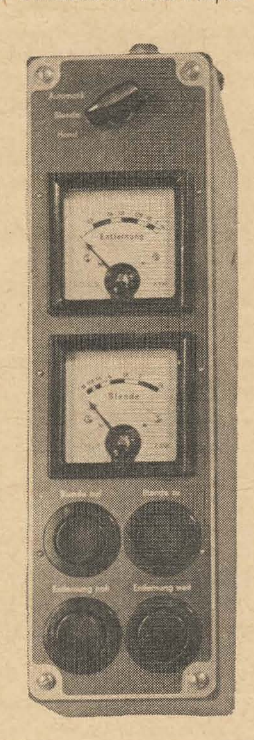


Bild 11: Fernbedienungszusatz FZO 2

Regelspannung erzeugt, die an die Mitte des aufgeteilten Gitterableitwiderstandes der EL 36 geführt wird.

Diese Schaltung bewirkt eine Stabilisierung der horizontalen Ablenkung.

Die integrierten V-Synchronimpulse werden der Rö$_{1b}$ (ECC 865) zugeführt und in ihr verstärkt. Von der Anode dieser Stufe gelangen die verstärkten Impulse zur Synchronisation der V-Frequenz an die Anode der Sperrschwingerröhre Rö$_{6a}$ — EC(L) 82. Diese steuert die V-Endstufe Rö$_{6b}$ — E(C)L 82, die über den Vertikalausgangsübertrager den Ablenkstrom der Ablenkeinheit an der Bildröhre zuleitet (Bild 10).

Fernbedienungszusätze FZK 2, FZO 2 und FZB 2

Wie schon zu Beginn erwähnt und wie aus Bild 2 hervorgeht, werden alle für die Bedienung der Fernkamera und des Bildschreibers notwendigen Regel- und Steuermöglichkeiten mit Hilfe der drei Fernbedienungen ausgeführt.

Fernbedienungszusatz FZK 2

Der FZK 2 enthält außer den Reglern für die drei Betriebseinstellungen der Kamera noch den Netzschalter für den gesamten Kamerazug und die Glimmlampe für die Betriebsanzeige.

Zu den Betriebseinstellungen gehört die Plattenspannungsregelung für die Signalplatte des Endikons. Das von der Aufnahmeröhre abgegebene Signal ist von der Größe dieser Spannung abhängig; ferner die Strahlstromregelung, mit der die negative Vorspannung am Wehneltzylinder der Aufnahmeröhre eingestellt wird. Beide Größen, Plattenspannung und Strahlstrom, sind von den Daten der Aufnahmeröhre abhängig. Zum Schutze des Endikons ist eine Begrenzung des Regelbereiches beider Größen vorgesehen.

Die dritte Betriebseinstellung ist die Fokussierung des Elektronenstrahls im Endikon (Schärfe) durch Änderung der Spannung an der 2. Anode.

Fernbedienungszusatz FZO 2

Der FZO 2 erfüllt lediglich Schalt- und Anzeigefunktionen. Er enthält demzufolge vier Tastenschalter; zwei für die Blendensteuerung (Blende Auf-Zu) und zwei für die Entfernungseinstellung (Entfernung Nah-Weit); ferner zwei Instrumente für die Anzeige der Entfernungs- und Blendenwerte (Bild 11).

Der Schalter im oberen Teil der Frontplatte ermöglicht die Umschaltung der Blendensteuerung von Handbetrieb auf Automatik.

Fernbedienungszusatz FZB 2

Mit dem FZB 2 werden der Fernbildschreiber FB 2 in Betrieb genommen und die für die Bildwiedergabe wichtigen elektrischen Werte ferneingestellt. Der Fernbedienungszusatz enthält außer dem Netzschalter und der Betriebsanzeigelampe vier Regler, mit denen der Kontrast (Verstärkung), die Helligkeit sowie die Vertikal- und die Horizontalsynchronisation eingestellt werden.

Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 4 (1964)

■ Nachrichtentechnik und technische Kybernetik

Die technische Kybernetik wird als ein Hochschullehrkonzept dargestellt, das die Grundlagen verschiedener Fachgebiete — vorwiegend der Nachrichten- und Regelungstechnik — umfaßt.

■ Stand der Technik und Probleme auf dem Gebiete der Datenübertragung

Es wird eine Übersicht über die Eigenschaften der drahtgebundenen Übertragungswege gegeben, die für die Datenübertragung in Frage kommen.

■ Gelöste und ungelöste Approximationsprobleme, Teil I

Im vorliegenden Beitrag werden systematisch die technisch bedeutsamen Approximationsaufgaben für Zwei- und Vierpole zusammengestellt und erläutert.

■ Die Aufgaben der Laboratorien für Wellenausbreitung des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes (RFZ) der Deutschen Post in Kolberg bei Berlin

Es wird eine Übersicht allgemein interessierender Arbeiten der Laboratorien für Wellenausbreitung des RFZ vorgestellt.

■ Die Bildung unerwünschter Frequenzen in Senderendstufen und Empfängereingangsstufen, Teil II

■ Magnetische Eigenschaften der Magnetbänder

Die Grundlagen des Ferromagnetismus und der Einbereichteilchen, soweit sie für das Magnetband Bedeutung haben, werden behandelt. Die Entmagnetisierung eines Einbereichteilchens und der aus den Teilchen aufgebauten Schicht wird diskutiert und die Bedeutung der Anisotropie gezeigt. Abschließend werden die magnetischen Eigenschaften für ein ideales Magnetband zusammengestellt.

■ Lebensdaueruntersuchungen an Bauelementen

■ Eigenschaften und Anwendungen des Schwingkondensators VA-E-16

Nach einer einleitenden Betrachtung der Verwendungsmöglichkeiten von Schwingkondensatoren folgen die Erläuterung der Funktion, ein Ersatzschaltbild und die Behandlung von Dimensionierungsproblemen bei Eingangsschaltungen. Die Eigenschaften und Kennwerte des Schwingkondensators VA-E-16 und eine volltransistorisierte Eingangsschaltung werden angegeben.

■ Die Berechnung einfacher RC-Filterschaltungen, Teil II

■ Filterkatalog, Blatt I

Es wird mit der Veröffentlichung von Arbeitsunterlagen für Entwicklungsingenieure begonnen. Als erstes erscheint eine längere Reihe „Filterkatalog“; weitere Reihen befinden sich in Vorbereitung. Die Redaktion bemüht sich, diese Arbeitsunterlagen in Zukunft regelmäßig erscheinen zu lassen, und hofft, damit ihren Lesern ein praktisches Arbeitsinstrument in die Hand zu geben.

Kombinierter VHF-UHF-Kanalwähler

A. TEWES

Man kann am Volumen eines Fernsehempfängers zu beträchtlichen Einsparungen gelangen, wenn man die beiden Kanalwähler für VHF- und UHF-Empfang zu einer Einheit zusammenfaßt. Von Telefunken wurde jetzt ein Fernseh-Allbandwähler für VHF und UHF entwickelt, der mit nur drei Transistoren (AF 139) bestückt ist. Es handelt sich hierbei um eine mechanische und elektrische Kombination des Eingangsaggregates für den VHF- bzw. UHF-Bereich. Die aktiven Elemente, die Transistoren, arbeiten dabei jeweils für den einen oder anderen Bereich. Der Vorstufentransistor arbeitet für beide Bereiche in Basisschaltung und wird daher am Emitter angesteuert. Der nächste Transistor (T_2) arbeitet bei UHF-Empfang als selbstschwingende Mischstufe und bei VHF-Empfang nur als Oszillator. In diesem Empfangsbereich muß daher ein dritter Transistor (T_3) als Mischer verwendet werden. Im Bild wurde wegen einer besseren Übersichtlichkeit die für die UHF-Bauteile übliche Schaltungsdarstellung in die konventionelle Zeichenweise abgeändert, wobei gleichstromführende Bauelemente unberücksichtigt blieben. Normalerweise werden in den Bereichen I, III und IV/V symmetrische Antennen mit 240 Ω Fußpunktwiderstand verwendet. Da jedoch die beiden Eingänge des Kanalwählers unsymmetrisch und für 60 Ω ausgelegt sind, werden mit breitbandigen Übertragern die notwendigen Impedanzwandlungen und Symmetrierungen zwischen den Eingängen des Tuners und den Antennen vorgenommen.

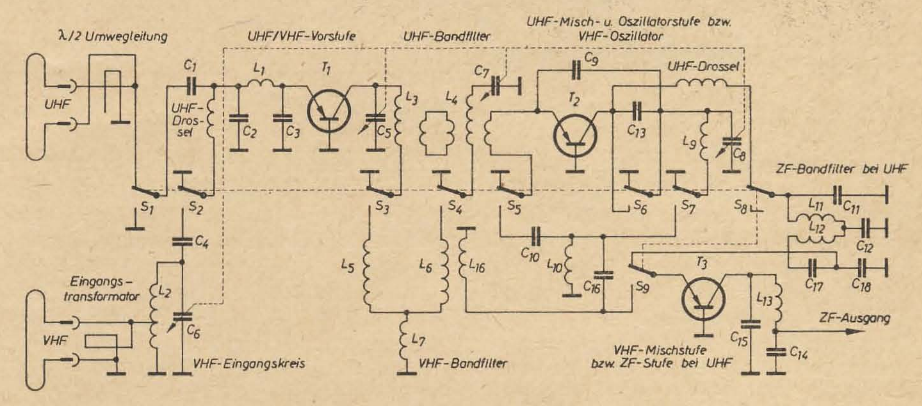
Bei T_1 übernimmt für den UHF-Bereich ein π-Glied (C_2, L_1, C_3) und für VHF ein induktiver Abgriff an L_2 des abstimmbaren Eingangskreises ($L_2 \,||\, C_6$) die erforderliche Anpassung an den niederohmigen Emittereingangskreis. Die Umschaltung von einem Bereich auf den anderen wird mit zwei Umschaltsegmenten (S_1 und S_2) des Sammelschalters VHF/UHF vorgenommen. Die jeweils nicht benutzte Antenne wird dabei abgetrennt.

Die Kopplung zwischen dem UHF-Primärkreis hinter T_1 ($L_3 \,||\, C_5$) und dem in $\lambda/4$-Technik ausgelegten Sekundärkreis ($L_4 \,||\, C_7$) übernimmt ein Kopplungsschlitz in der Trennwand zwischen den beiden Kammern, wodurch sich eine Bandfilterwirkung ergibt. Bei VHF-Empfang werden über die beiden Umschalter S_3 und S_4 die Induktivitäten L_5 und L_6 in Reihe zu der bei VHF nicht nennenswert ins Gewicht fallenden Induktivität der Koaxialinnenleiter L_3 und L_4 geschaltet. Das sich hieraus ergebende fußpunktgekoppelte Bandfilter setzt sich somit primärseitig in der Hauptsache aus $L_5 \,||\, C_5$ und auf der Sekundärseite aus $L_6 \,||\, C_7$ zusammen. Wie bereits erwähnt, arbeitet der Transistor T_2 bei UHF als selbstschwingende Mischstufe. Der kapazitiv rückgekoppelte UHF-Oszillator bezieht seine Rückkopplungsspannung aus einem Spannungsteiler, der aus C_9 und vorwiegend aus dem Eingangswiderstand der Basis-Emitterstrecke von T_2 besteht. Das frequenzbestimmende Glied befindet sich im Kollektorkreis und setzt sich im wesentlichen aus dem Koaxialinnenleiter L_9 und der veränderlichen Kapazität C_8 zusammen. Die UHF-Spannung wird über die Koppelschleife L_8 entnommen und gelangt an den Emitter von T_3. Über eine UHF-Drossel und den Umschalter S_8 ist an den Kollektor von T_2 der Primärkreis des fußpunktgekoppelten ZF-Bandfilters ($C_{11} \,||\, L_{11}$ und $C_{17} \,||\, L_{12}$) angeschlossen. Der Transistor T_3 arbeitet bei UHF-Empfang als zusätzlicher ZF-Verstärker. Im Kollektorkreis dieses Transistors befindet sich daher ebenfalls ein ZF-Kreis ($C_{15} \,||\, L_{13}$). Zur niederohmigen Auskopplung ist in Reihe zu L_{13} der Kondensator C_{14} geschaltet, an dessen Knotenpunkt die ZF-Spannung zur weiteren Verstärkung im allgemeinen ZF-Verstärker entnommen wird.

Bei VHF-Betrieb wird über das Schaltsegment S_5 der Kondensator C_{10} an den Emitter von T_2 gelegt und über S_7 die Oszillatorinduktivität L_{10} dem Koaxialinnenleiter L_9 in Reihe geschaltet. Auch hier bildet ein Spannungsteiler, der aus C_{10} und dem komplexen Eingangswiderstand der Basis-Emitterstrecke von T_2 besteht, den Rückkopplungszweig für den VHF-Oszillator.

Jetzt dient der Transistor T_3 zur additiven VHF-Mischung. Er bezieht das VHF-Signal über die niederohmige Ankopplung L_{16} aus dem VHF-Bandfilter $C_5 \,||\, L_5$, $C_7 \,||\, L_6$ und die Oszillatorspannung über C_{16} vom Hochpunkt des Oszillatorkreises.

Der Allbandkanalwähler bildet somit sowohl eine elektrische als auch konstruktive Einheit. Der Vierfach-Drehkondensator C_5, C_6, C_7, C_8 dient zur Abstimmung beider Bereiche und braucht deshalb elektrisch nicht umgeschaltet zu werden. Die ganze Einheit ist gedrängt aufgebaut und hat die Abmessungen 120 × 100 × 40 mm. Die Empfindlichkeit beider Kanalwähler entspricht der üblicher getrennter VHF- und UHF-Transistor-Kanalwähler.



Prinzipschaltung des kombinierten VHF/UHF-Kanalwählers (Telefunken)

RFT-Videoklar

Diese Bezeichnung trägt die Einrichtung zur Beseitigung der Zeilenstruktur auf dem Bildschirm einiger Fernsehgeräte (z. B. „Stadion 2 Z"). Die Zeilenstruktur auf dem Bildschirm entsteht durch die Abtastung des Fernsehbildes in 625 Zeilen, die untereinander auf dem Bildschirm geschrieben werden und das Fernsehbild ergeben. Diese Zeilenstruktur wird bei näherer Betrachtung störend empfunden. Besonders bei den Empfängern mit 53-cm-Bildröhren muß man sich etwa 4 m vom Bildschirm entfernen, damit die Zeilenstruktur nicht mehr wahrnehmbar ist.

Um die Zeilenstruktur zu beseitigen, wurden verschiedene Verfahren untersucht, wobei ein Quadrupolsystem mit Ausnutzung der elektrostatischen Fokussierung in der Bildröhre (Gitter 4) die besten Ergebnisse zeigte. Der Quadrupol besteht aus einem Weicheisenring mit vier Polschuhen, auf denen die Erregerspulen sitzen (Bild 1). Dieses System wird hinter dem Ablenksystem auf den Bildröhrenhals montiert. Bild 2 zeigt, daß die Spulen des Quadrupols vom Strom des Tonteiles durchflossen werden. Die vom elektromagnetischen Feld des Quadrupols ausgeübte Wirkung auf den Elektronenstrahl in der Bildröhre ist so, daß er in der Horizontalen (Zeilenrichtung) zusammengedrückt und in der Vertikalen etwas aus einander gezogen wird. Die Wirkung wird bedeutend verbessert, wenn die Hauptlinse der Bildröhre (Fokussiergitter 4) mit herangezogen wird. Legt man an Gitter 4 eine größere negative Spannung, so wird der Leuchtpunkt defokussiert. Die Wirkung der Felder des Quadrupols auf den Leuchtfleck ist so, daß eine scharfe, stäbchenförmige Bündelung des Elektronenstrahles entsteht. Während bei der ein-

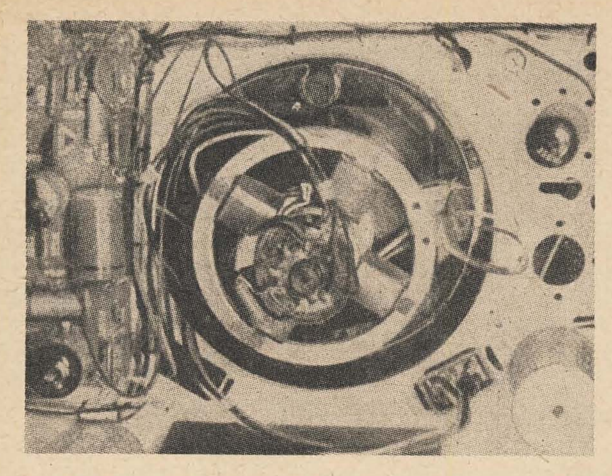


Bild 1: Einbau des Quadrupoles im Fernsehgerät „Stadion 2 Z"

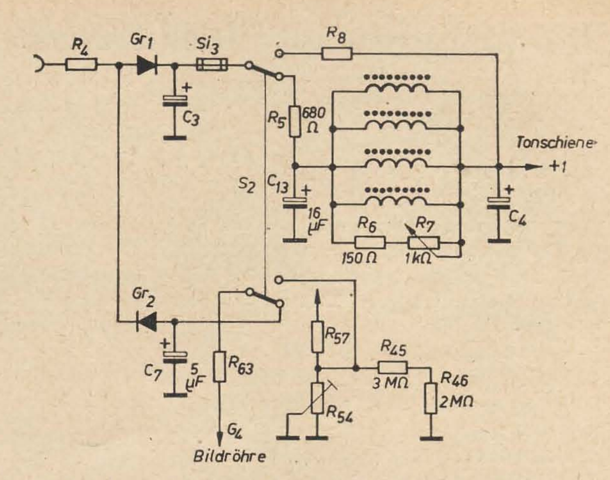


Bild 2: Verdrahtung im Fernsehgerät „Stadion 2 Z"

fachen Zeilenverbreiterung durch Quadrupol nur eine elliptische Verformung des Leuchtpunktes erzielt wird, entsteht bei der Mitwirkung des Fokussiergitters der Bildröhre eine scharfe Stäbchenform. Bildschärfe und Zeilenbefreiung sind von der eingestellten Helligkeit und dem Strom durch die Spulen abhängig. Die beste Schärfe ist zu erzielen, wenn die Leuchtfleckhöhe dem Zeilenabstand entspricht. Bei dieser Einstellung ist jedoch keine völlige Zeilenbefreiung vorhanden. Die Zeile wird nur in den Flächen mittlerer Helligkeit beseitigt. Eine volle Zeilenbefreiung tritt erst ein, wenn die Fleckhöhe wesentlich größer als der Zeilenabstand ist. Dann wirkt das Bild allerdings für den Betrachter unschärfer als bei nicht eingeschaltetem „Videoklar". Stellt man die Zeilenbefreiung mit dem dafür vorgesehenen Schichtdrehwiderstand, der als Nebenschluß zu den Spulen geschaltet ist, so ein, daß das Fernsehbild bei dem Betrachtungsabstand von 2 m zeilenfrei ist, so ist bei guter Bildübertragung mit hoher Auflösung $\geqq$ 4,5 MHz ein gutes zeilenfreies Fernsehbild vorhanden. Daß keine Verschlechterung der horizontalen Schärfe entsteht, kann am Testbild mit Frequenzbesen leicht bewiesen werden. Bei einer Auflösung von 4,5 MHz wird diese nach Einschalten von „Videoklar" einwandfrei zu erkennen sein. Die vertikale Schärfe hingegen verändert sich, weil der Fleck zur Zeilenbefreiung verbreitert wurde. In sehr hellen Bildteilen ist allerdings die Zeilenstruktur noch leicht erkennbar, weil die Wirkung der Zeilenbefreiung über Änderungen des Strahlstromes nicht konstant ist. Um zwischen völliger Beseitigung der Zeile und optimaler oder schwächerer Zeilenbefreiung zu wählen, ist „Videoklar" regelbar. Wir keine Zeilenbefreiung gewünscht, so kann das System mit dem dafür vorgesehenen Regler abgeschaltet werden.
Die Einstellung des Quadrupoles auf dem Bildröhrenhals geschieht so, daß zuerst auf weitgehende Zeilenbefreiung eingestellt wird. Dann schiebt man das Magnetsystem vorsichtig auf den Bildröhrenhals in Richtung des Ablenksystems bzw. entgegengesetzt, um ein Maximum zu erzielen. Dabei ist auch zu beachten, daß die Bildröhrenachse mit der Magnetachse des Quadrupoles übereinstimmt. Das ist dann der Fall, wenn sich beim Aus- oder Einschalten von „Videoklar" keine Verschiebung des Fernsehbildes auf dem Bildschirm bemerkbar macht. Zur weiteren Kontrolle der Funktion muß auch die negative Spannung am G_4 der Bildröhre nachgeprüft werden. Bei maximaler Zeilenbefreiung soll ein Strom von 30 mA durch die Spulen des Quadrupoles fließen. Besonders ist auch auf richtigen Verlauf der Quadrupolfelder zu achten. Sind die Spulenanschlüsse verpolt, kann es vorkommen, daß keine Zeilenbefreiung stattfindet, sondern die Zeile verstärkt wird. In diesem Fall ist das Quadrupolsystem um 90° zu drehen.

Aus Rafena-Informationen

Hinweise zum Selbstbau eines Universaltastkopfes

HELMUT KRÜGER

Die normalen Oszillografen besitzen im allgemeinen Eingangswiderstände in der Größenordnung von etwa 100 kΩ. Der Anschluß dieses Eingangswiderstandes an eine hochohmige Spannungsquelle hat jedoch bereits eine wesentliche Verfälschung des zu betrachtenden Wertes zur Folge. Will man Messungen an Spannungen von etwa 100 V durchführen, so fließen immerhin Ströme in der Größenordnung von 1 mA.
Eine einfache Vergrößerung des Eingangswiderstandes eines Oszillografen, z. B. durch Einbau eines Eingangspotentiometers von 10 MΩ, ist aus technischen Gründen nicht möglich.
Die Vergrößerung des Eingangswiderstandes durch einen Tastkopf bringt außer der Belastungsverminderung noch weitere Vorteile mit sich. Um kleine Spannungen einwandfrei in ihrer Kurvenform untersuchen zu können, muß der oft vorhandene 50-Hz-Störpegel ferngehalten werden. Am einfachsten geschieht das durch Verwendung eines abgeschirmten Meßkabels, welches das Nutzsignal auf dem Wege zum Verstärker abschirmt. Diese Kabel besitzen jedoch Kapazitäten von mehr als 40 pF/m. Der Tastkopf bewirkt eine Impedanzwandlung. Einem Eingangswiderstand von etwa 10 MΩ steht ein Ausgangswiderstand von etwa 250 Ω gegenüber. Für diese niederohmige Spannungsquelle stellen die 100 bis 200 kΩ des Oszillografen einschließlich Eingangskapazität C_E und Kabelkapazität C_K keine wesentliche Belastung mehr dar.
Natürlich stellen sich auch Nachteile ein. Während der Oszillograf, teilweise unterstützt durch zuschaltbare Teiler, mühelos 300 V und mehr Eingangsspannung verarbeiten kann, ist der Tastkopf bereits mit etwa 10 V ausgesteuert. Bei höheren Spannungen kommt es durch den einsetzenden Gitterstrom zu erheblichen Verzerrungen. Außerdem sinkt der Eingangswiderstand des Tastkopfes. Abhilfe schafft hier ein aufsteckbarer Spannungsteiler [1]. Dieser Spannungsteiler wird aus zwei Festwiderständen R_1 und R_2 gebildet. Parallel zu dem kleineren Widerstand (R_2) liegt die Tastkopfeingangskapazität C_E und der Tastkopfeingangswiderstand R_E. Durch C_E wäre der Spannungsteiler auch wieder frequenzabhängig. Er würde für jede Frequenz ein anderes Teilverhältnis ergeben.
Die Breitbandigkeit des Teilers, d. h. ein konstantes Teilverhältnis, wird durch Kompensation erreicht. Dazu braucht lediglich die Bedingung $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_E$ erfüllt zu werden. Bei einem Teilverhältnis von 1 : 20 ($R_1 = 20 \cdot R_2$) und einem geschätzten $C_E = 10$ pF müßte C_1 etwa 0,5 pF groß werden. Derartig kleine C-Werte sind jedoch nicht sinnvoll. Es kommt leicht zu Unstabilitäten und Abgleichschwierigkeiten. Aus diesem Grunde ist es vorteilhaft, C_E auf etwa 50 pF zu vergrößern, so daß sich C_1 zu etwa 2,5 pF ergibt.
Dieser Wert ist durch einen Trimmer leicht realisierbar. Der Abgleich des Teilers erfolgt durch Anlegen einer niederfrequenten Rechteckspannung und Abgleich des Trimmers auf beste Kurvenform.

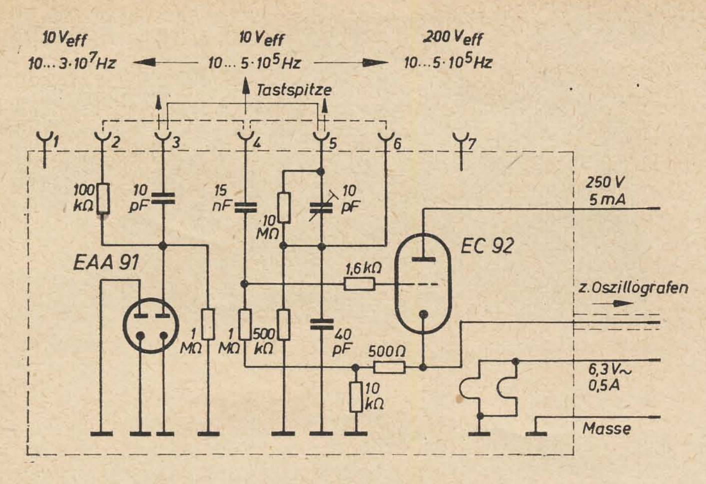


Bild 1: Schaltung des Tastkopfes



Bild 2: Einzelteile des Tastkopfes ▶

Außer der Teilung hoher Spannungen ergibt sich bei Verwendung des Spannungsteilers auch noch die Verringerung der Tastkopfkapazität.

Zur Messung hoher Frequenzen ist ebenfalls ein Tastkopf sehr nützlich. Versieht man ihn mit einem aufsteckbaren Demodulationsmeßkopf, so kommt es zur Demodulation des HF-Signals. Anhand des so gewonnenen Modulationsbildes sind Rückschlüsse auf die HF-Eigenschaften möglich. Eine einwandfreie Modulation vorausgesetzt, lassen sich Verzerrungen usw. einwandfrei erkennen. NF-Oszillograf und Tastkopf ersetzen in gewissen Grenzen den teuren HF-Oszillografen. Besonders vorteilhaft ist der Einsatz des Demodulationszusatzes bei der Sichtbarmachung der Durchlaßkurven von Sperrkreisen, Schwingkreisen, Bandfiltern und ganzen Verstärkergruppen mit Hilfe eines Wobblers. Bei diesem Verfahren wird durch Frequenzmodulation eine Kurve geschrieben, die die Ausgangsspannung, z. B. eines Bandfilters, in Abhängigkeit von der Frequenz der Eingangsspannung darstellt. Man kann also mit Hilfe des Wobblers alle frequenzbestimmenden Baugruppen auf die Sollfrequenz ziehen und auf große Trennschärfe abgleichen.

Meist findet ein Tastkopf gemeinsam mit zwei aufsteckbaren Vorsätzen Verwendung. Da diese Handhabung nicht immer ganz bequem ist, sollte versucht werden, den Tastkopf mit den Zusätzen in einem Gehäuse zu vereinen.

Schaltung

Die zum Aufbau des Gerätes verwendete Schaltung ist bereits bekannt [1]. Die in ihr verwendete Kristalldiode wurde durch eine EAA 91 ersetzt. Zwar könnte bei Verwendung einer Germaniumdiode der Tastkopf kleiner ausgeführt werden, jedoch ist dann die Belastung des Meßobjektes größer. Die angegebenen Daten sind übernommen worden; lediglich die Eingangskapazität könnte sich durch den veränderten Aufbau verändert haben. Durchgeführte Messungen ergaben für die Eingangskapazität C_E des Tasters einen Wert von 12 pF.

Die im Bild 1 angegebenen Frequenzbereiche beziehen sich auf Verwendung des Tastkopfes in Verbindung mit einem „Oszi 40". Der für den Tastkopf vertretbare Frequenzbereich geht nach [1] bis zu 6 MHz.

Aufbau

Der Aufbau des Tastkopfes erfolgte in einem 35 × 50 × 130 mm großen Blechgehäuse. Dieses Gehäuse besteht aus zwei Schalenhälften, die von beiden Seiten über das aus einem Blechstreifen und drei rechtwinklig dazu angesetzten Blechen bestehende Chassis geschoben werden (Bild 2). Die Herausführung des Meßkabels erfolgt symmetrisch am hinteren Ende des Tastkopfes. Zu diesem Zweck besitzen beide Schalen einen halbkreisförmigen Ausschnitt. Die Größe der Ausschnitte richtet sich nach der verwendeten Gummidurchführung.

Die Stromversorgung erfolgt aus dem Oszillografen. Es werden Anodenspannung, Heizspannung und Masse zum Tastkopf geführt. Am Tastkopf wird zu diesem Zweck durch eine Bohrung in einer der Schalen ein Dreifachkabel herausgeführt. Die Zugentlastung wurde durch Knotenbildung des Dreifachkabels im Tastkopfinneren erreicht.

Das Koaxialkabel wurde mit seinem Abschirmmantel an den Blechstreifen gelötet und ist so in der Lage, Zugbelastungen sicher aufzufangen.

Die Umschaltung erfolgt durch Umstecken der Tastkopfspitze. Zu diesem Zweck befindet sich an der Tastspitzenseite des Gehäuses eine 7-polige Miniaturröhrenfassung, in welche durch die Gehäuseaussparung die Tastspitze gesteckt wird. Die Tastspitze besteht aus einem zylindrischen Gehäuse, einer weiteren 7-poligen Miniaturröhrenfassung und einem gefederten Bananenstecker. Der Bananenstecker wird in der entsprechenden Stellung mit dem Abschirmröhrchen der Fassung verlötet. Anschließend wir die mittelste Kelchfeder der Fassung mit dem Abschirmröhrchen verbunden. Weiterhin werden in die Kelchfedern 2, 3, 4, 5 und 6 etwa 30 mm lange und 1 mm starke Federbronzestäbchen gesteckt, so daß sie etwa 15 mm auf der Röhrenseite der Fassung herausragen. Nach Ausrichtung der Stäbchen werden sie mit den Fahnen der zugehörigen Kelchfedern verlötet. Als letztes entsteht die im Bild 1 erkennbare Brücke zwischen den Federn 3 und 5.

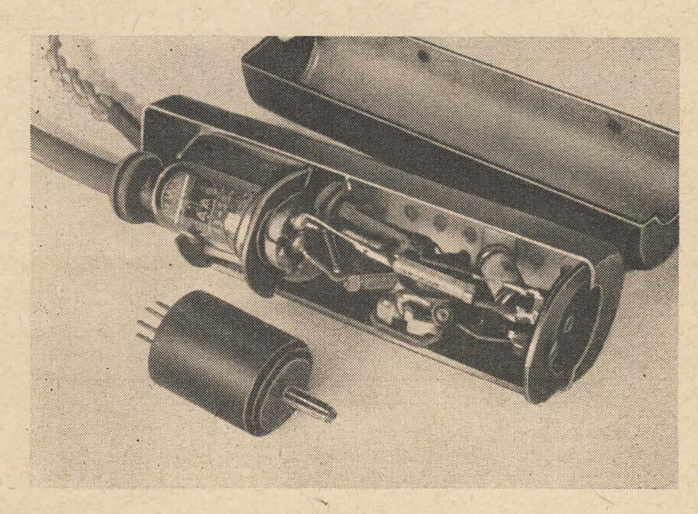


Bild 3: Ansicht des Tastkopfes (geöffnet)

Bei diesem Stecker, der einem Röhrensockel sehr ähnlich sieht, wird dann noch der im Inneren des Gehäuses vorhandene Hohlraum durch Vergießen mit einem Kunstharz verschlossen. Notfalls eignet sich hierzu auch Duosan, jedoch ist dieses Verfahren sehr langwierig, da immer nur 1 bis 2 mm Gehäusehöhe vergossen werden können. Diese Schicht muß dann erst einmal austrocknen. Selbstver-

Brennstoffelemente und Bioelemente

Ing. FRITZ MEUSEL und HANS-JOACHIM RICHTER



Traktor mit 1008 Brennstoffelementen

Tragbare elektronische Geräte, wie z. B. Transistorempfänger, Funksprechgeräte kleiner Leistung und elektrische Uhren benutzen meistens elektrochemische Stromquellen. Dasselbe gilt auch für elektrische Anlagen in einsamen Gegenden, an schwer zugänglichen Stellen und überall dort, wo eine Speisung aus dem Netz nicht möglich ist. Die Lebensdauer dieser Stromquellen ist begrenzt durch den Zerfall einer der Elektroden infolge chemischer Reaktion mit dem Elektrolyten. Dieser Zerfall tritt auch ohne Stromentnahme ein, so daß auch bei begrenzter oder sehr seltener Stromentnahme die Lebensdauer durch natürliche Alterung begrenzt ist.
Neue Erkenntnisse auf dem Gebiet der Stromquellenforschung führten zur Entwicklung von Brennstoffelementen und Bioelementen. Diesen haftet der oben erwähnte Nachteil des Elektrodenverbrauchs nicht an. Dadurch können große Mengen wertvoller Metalle eingespart werden, und die Arbeiten für Pflege und Ersatz werden weitgehend verringert.

Brennstoffelemente

Allgemeines

Vor über einem Jahrhundert führte ein Engländer, Sir William Grove, ein Brennstoffelement vor, das auf Wasserstoff und Sauerstoff basierte. Bis vor kurzer Zeit geschah nichts, um Brennstoffelemente weiter zu entwickeln. Woran lag das? Darauf gibt es mehrere Antworten: Energiequellen waren billig und in ausreichender Menge vorhanden, und die gegenwärtigen Energiesysteme konnten den Bedarf decken. Mittel und Materialien zur Vervollkommnung der Brennstoffelemente fehlten allerdings.
Wie und warum hat sich dieses Bild in den letzten 15 Jahren geändert? Wir haben erkannt, daß unsere auf Fossilien beruhende Brennstoffversorgung nicht unerschöpflich ist. Die Möglichkeiten der Erschöpfung der Brennstoffvorräte rückt durch die starke Zunahme der Weltbevölkerung in größere Nähe. Außerdem werden immer neue Anwendungsmöglichkeiten für elektrische Energie gefunden. Die Möglichkeit der Beschaffung verbesserter Materialien hat zu dieser Aktivität auf dem Gebiet der Brennstoffelemente beigetragen, den stärksten Impuls lieferten aber zweifellos militärische und Weltraumfragen.

Vorteile

Einige Vorteile der Brennstoffelemente werden das gesteigerte Interesse dafür verständlich machen. Der Wirkungsgrad der Brennstoffelemente liegt bei etwa 70%. Vergleicht man dagegen die erreichbaren Wirkungsgrade von Benzin- und Dieselmotoren oder Dampfmaschinen, die zwischen 25 und 30% bzw. 40% liegen, so ist der Vorteil der Brennstoffelemente offensichtlich. Brennstoffelemente haben keine bewegten Teile, außer für Kontrollorgane. Sie erzeugen keine unangenehmen Dämpfe, arbeiten geräuschlos und können — theoretisch — in jeder Größe und Kapazität gebaut werden. Für einige Typen sind geringe Herstellungskosten zu erwarten, da keine genauen Fertigungstoleranzen erforderlich sind. Sie sind unempfindlich, erfordern ein Minimum an Unterhalt und haben einen gleich guten Wirkungsgrad bei allen Baugrößen und benutzen außerdem normale Brennstoffe.
Die elektrochemische Umsetzung liefert bei einigen Typen Wasser, das zum Trinken benutzt werden kann. Dies ist vor allem für den Weltraumflug sehr wichtig. Die Kraftanlage braucht nicht an einem Ort konzentriert zu sein, dadurch ergibt sich eine größere Freizügigkeit in der Konstruktion. Wenn keine Belastung angeschlossen ist, wird keine Energie verbraucht.

Nachteile

Nicht sämtliche Systeme haben die aufgezählten Vorteile. Die Bedürfnisse des Verbrauchers bestimmen die Wahl des Systems.
Selbstverständlich haben Brennstoffelemente auch Nachteile: Sie können — wenigstens zur Zeit — keine großen Energien liefern. Einige Systeme erfordern einen großen Aufwand an zusätzlichen Einrichtungen für ihren Betrieb. Es kann nur Gleichstrom erzeugt werden, der, wenn nötig, erst durch Umformer in Wechselstrom umgeformt werden muß. Die Kosten einiger Systeme sind zum Teil sehr hoch, so daß sie nur für Sonderzwecke verwendet werden können.

Was ist ein Brennstoffelement und wie arbeitet es?

Das Brennstoffelement kann als eine elektrochemische „Vorrichtung" bezeichnet werden, die chemische Energie direkt in elektrische Energie umwandelt. Es ist ein Primärelement, wobei Brennstoff und Oxidator außerhalb aufbewahrt und dem Element nur bei Bedarf zugeführt werden. Der Wärmekreislauf ist ausgeschaltet, wodurch der hohe Wirkungsgrad der Brennstoffelemente zustande kommt (Bild 1). Sie unterliegen nicht der Carnot-Begrenzung wie die heutigen Wärmekraftmaschinen. Dieses Grundgesetz der Thermodynamik besagt, daß nur ein geringer Teil der zur Verfügung stehenden Wärme bei technisch möglichen Temperaturen in mechanische oder elektrische Energie umgeformt werden kann. Ungefähr der doppelte Betrag an nutzbarer Energie kann aus einem Quantum Brennstoff gewonnen werden gegenüber einer Verbrennung desselben Quantums in einer der zur Zeit wirkungsvollsten Wärmekraftanlagen. Brennstoffelemente enthalten außer den Betriebsstoffen zwei Elektroden, eine Anode (positiv) und eine Katode (negativ) sowie einen Elektrolyten als elektrochemische Verbindung zwischen den Elektroden. Katalysatoren werden gebraucht, um die Reaktion einzuleiten.
Die Elektroden dienen als mechanische Einrichtung, um die Reaktanten mit dem Elektro-

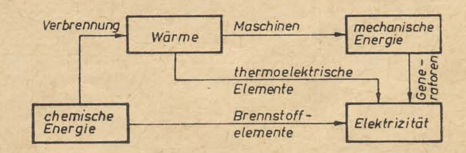


Bild 1: Weg der Umsetzung von chemischer Energie in elektrische Energie (bei Brennstoffelementen entfällt die Wärmeerzeugerstufe)

Fortsetzung von Seite 177

ständlich muß die Tastspitze zum Abbinden in eine Fassung gesteckt werden, da sonst die Stifte nachträglich erst mühselig nachgebogen werden müssen.
Die so entstandene 5-stiftige „Taströhre" kann nur in drei verschiedenen Stellungen in den Tastkopf gesteckt werden und übernimmt somit die Umschaltung. Entsprechende Markierungen schützen vor Fehlschaltungen bei der Wahl der drei Möglichkeiten.
Die zur Herstellung der Tastspitze angegebene Technologie eignet sich auch zur Herstellung von vorzüglichen Mehrfachsteckverbindungen unter Verwendung von Röhrenfassungen.

Der Aufbau des Tastkopfes muß möglichst kapazitätsarm erfolgen, die Kapazität C_E ist dann fast nur durch die Schaltkapazität gegeben.

Literatur

[1] Herrfurth, Joachim: Bauanleitung für einen Tastkopf. radio und fernsehen 10 (1961) H 14 S. 443

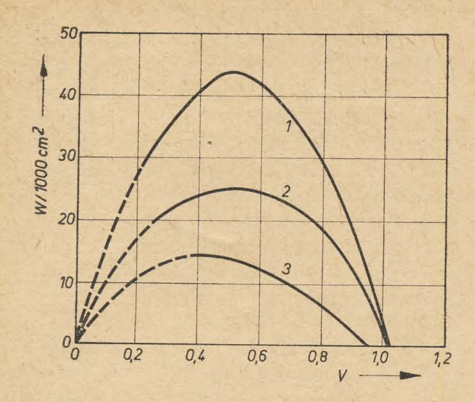


Bild 2: Vergleich der entnehmbaren Leistung je 1000 cm² wirksamer Fläche des Elementes in Abhängigkeit von der Spannung
1 — „dünne" Schwefelmembran in Bromlösung, R = 5,8 Ω/cm²
2 — „dicke" Schwefelmembran in Bromlösung, R etwa 10 Ω/cm²
3 — Alkalizelle mit einer Kaliumhydroxid-Füllung zwischen zwei Anionen-Membranen

lyten in Kontakt zu bringen. Sie wirken als Katalysatoren oder als Katalysatorträger und dienen dazu, den durch die Reaktion erzeugten Strom an die Last abzugeben. Als Elektrodenmaterial werden Silber, Nickel, Palladium, Quecksilber, Platin, Kohle und Rhodium verwendet. Die Anode gibt Elektronen für den äußeren Kreislauf ab, und die Katode liefert Elektronen an den Oxidator. Der Elektrolyt ist nicht nur das Medium für den Ionentransport und die Elektronenisolierung, sondern verhindert auch das Abwandern von Brennstoffgasen von ihren zugehörigen Elektroden, wodurch die Bildung einer explosiven Mischung entstehen kann. Einige der zur Zeit benutzten Elektrolyten sind Kaliumhydroxid, Seewasser, geschmolzene Mischungen von Alkali-Karbonaten, Phosphate, Zirkonate, Alkali-Halide und Ionen austauschende Membranen (Bild 2).

Mindestens zwei Stoffe sind zum Betrieb eines Brennstoffelementes erforderlich; der eine wird als Oxidant, der andere als Reduktant bezeichnet. Einige der zur Zeit benutzten oder vorgeschlagenen Oxidanten sind Sauerstoff, Luft, Chlor und Brom. Als Reduktanten dienen Wasserstoff, Kohlenmonoxid, Naturgas, Methan, Ethan, Kohle, Formaldehyd, Alkohol, Zink, Magnesium, Natrium, Lithium und Ammoniak. Um eine praktisch verwertbare Leistungsabgabe zu erzielen, ist es nötig, eine Anzahl von Elementen hintereinander und/oder parallel zu schalten. Das einfachste von allen Brennstoffelementen (Bild 3) verwendet Wasserstoff und Sauerstoff als Betriebsstoff, konzentrierte Alkalilösung als Elektrolyt und Elektroden aus Nickel und Kohle. Sauerstoff wird an der Katode zugeführt und dort durch einen geeigneten Katalysator aktiviert. Er kombiniert mit Wasser und Elektronen vom äußeren Stromkreis und bildet Hydroxyl-Ionen.

Diese Ionen wandern durch den Elektrolyten zur Anode. Wasserstoff wird an der Anode zugeführt, wo er durch einen geeigneten Katalysator aktiviert wird. Der Wasserstoff reagiert mit den Hydroxyl-Ionen des Elektrolyten und produziert Wasser und Elektronen. Die Elektronen werden an den äußeren Stromkreis abgegeben. Damit die chemische Reaktion vor sich gehen kann, muß eine Last angeschlossen sein. Das heißt aber auch, daß keine chemische Energie verbraucht wird, wenn das Element nicht belastet ist.

Ein 1958 entwickeltes Brennstoffelement lieferte 30 W bei einer Leistung von 11 W/dm³.

sehr gefährliche Mischung bilden, die für viele Kraftanlagen ungeeignet ist. So wurde eine Pilot-Anlage für Schiffsantriebe entwickelt, die mit Natrium-Amalgam und Sauerstoff arbeitet. Sie besteht aus fünf hintereinandergeschalteten Elementen, wobei jedes Element eine wirksame Fläche von etwa 1 m² hat. Die Leerlaufspannung beträgt etwas über 10 V und die Maximalleistung etwa 16 kW.

Im Jahre 1959 wurde ein Traktor für die Landwirtschaft vorgeführt, dessen Antrieb aus 1008 Elementen bestand, von denen je 9 parallel geschaltet waren und die eine Leistung von 15 kW lieferten (Kopfbild).

Eine in eine Rakete eingebaute Brennstoffbatterie vom Wasserstoff-Sauerstoff-Typ wurde 1000 km hochgeschossen und nach 30 Minuten unter zum Teil Weltraumflugbedingungen unversehrt geborgen. Bei einem anderen Verfahren wird Wärme direkt in Elektrizität mit einem Wirkungsgrad von 50% umgewandelt. Dabei bewirkt zuerst die Wärme die Reaktionsfähigkeit der Chemikalien und durch Abkühlung wird die Elektrizität gewonnen. Die Wärme regeneriert die Chemikalien, und der Kreislauf setzt sich fort, so daß eine laufende Erzeugung elektrischer Energie stattfindet. Als Wärmequelle könnte sowohl die Sonne als auch ein Atomreaktor dienen (Bild 4). Von einem anderen Brennstoffelement wird eine Spannung von 2 V bei einer Stromdichte von 200 bis 250 mA/cm² genannt. Bild 5 zeigt die Entladekurven von Natrium-Chlor- und Natrium-Brom-Brennstoffelementen. Brennstoffelemente arbeiten je nach Ausführung mit Temperaturen von weit unter 0 °C bis zu 1000 °C bei normalem Luftdruck und bis zu mehreren Atmosphären Überdruck.

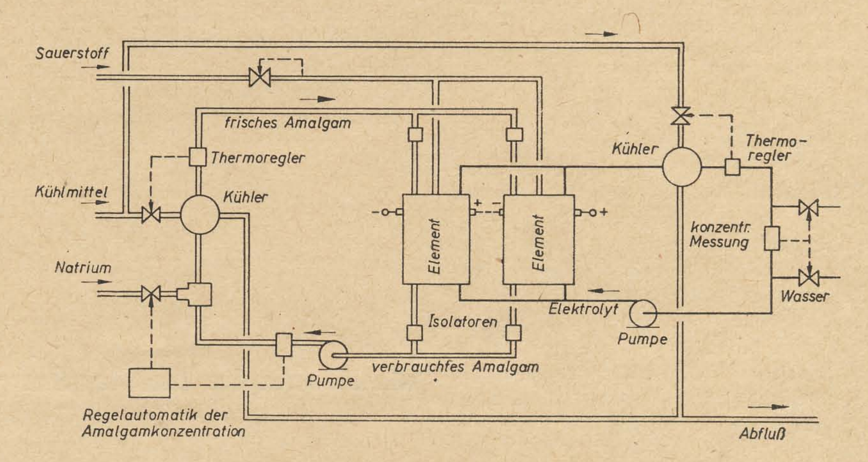


Bild 4: Vereinfachtes Strömungsdiagramm einer Natrium(Amalgam)-Sauerstoff-Batterie

Praktische Ausführungen

Neben der Grundlagenforschung befaßte man sich auch mit dem Bau einiger sehr wirkungsvoller Anlagen des Sauerstoff-Wasserstoff-Typs. Es wird aber auch an anderen Typen gearbeitet, da Sauerstoff und Wasserstoff eine

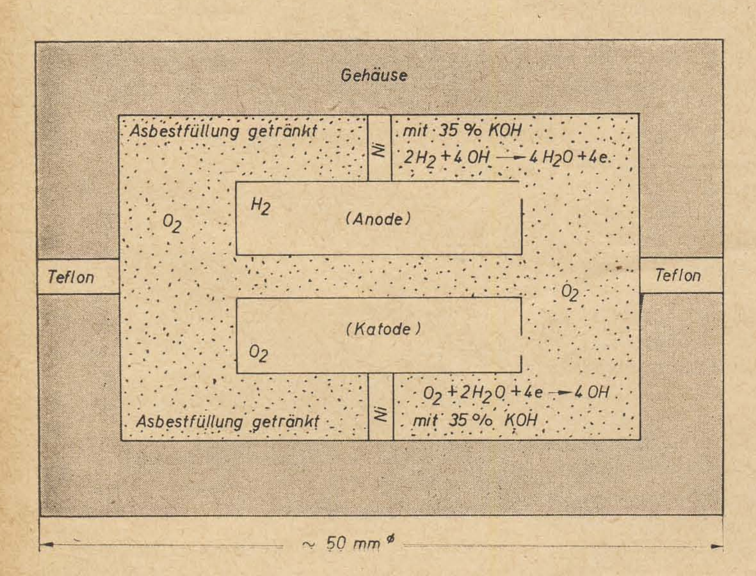


Bild 3: Querschnitt eines Wasserstoff-Sauerstoff-Brennstoffelementes (Fa. Electro-Optical-System)

Bioelemente

Ebenso wie die Brennstoffelemente haben auch Bioelemente große Vorteile gegenüber den konventionellen elektrochemischen Elementen. Sie geben keine Wärme ab, was z. B. beim Betrieb im Kosmos sehr wichtig sein kann. Ihre Lebensdauer ist wesentlich größer als die der elektrochemischen Elemente. Da Bioelemente mit Stoffen verschiedenen organischen und anorganischen Ursprungs betrieben werden können, kann man sich vorstellen, welch weites Anwendungsgebiet sich ihnen für die Stromversorgung von Leuchtfeuern, Raum-

schiffen, Bergwerksanlagen und Schiffen erschließt.
Allerdings sind augenblicklich die Bioelemente nur Experimentalkonstruktionen von geringer spezifischer Leistung. Man erreicht eine Stromdichte von einigen Milliampere je Quadratzentimeter. Werden z. B. die Elektroden mit Mikroorganismen bedeckt, so erhöht sich die Stromdichte. Mit der Auswahl entsprechender Materialien und verbesserten Konstruktionen hofft man auf eine baldige praktische Anwendung. Man rechnet damit, daß als Brennstoff für biochemische Batterien mit gutem Erfolg Kohlenwasserstoffe, Fettsäuren, Alkohole und Harnstoffe verwendet werden können. Geeignete Oxidatoren sind Nitrate, Sulfate und Karbonate. Als notwendige biologische Faktoren können Bakterien oder Fermente benutzt werden. Die Erzeugung des elektrischen Stromes in Bioelementen kann durch mittelbare oder unmittelbare Mitwirkung von Bakterien erfolgen. Darum teilt man nach den ablaufenden Prozessen die Bioelemente in zwei Arten ein.

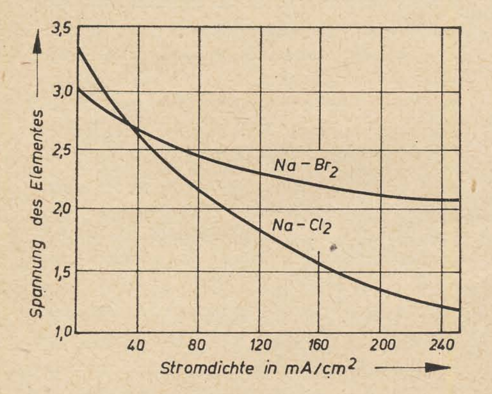


Bild 5: Entladekurven von Natrium-Chlor und Natrium-Brom-Brennstoffelementen

1. Indirekte Mitwirkung

Die Bakterien erzeugen ein elektroaktives „Zwischenmaterial". Etwa so, wie Wasserstoff oder Sauerstoff im Verlaufe zahlreicher biologischer Prozesse frei werden. Diese elektroaktiven Stoffe — Gase — gehen auch eine elektrochemische Reaktion mit dem Elektrolyten ein. Ebenso wie in gewöhnlichen elektrochemischen Elementen durch verschiedene Eigenschaften der Metalle ein Potentialunterschied entsteht, kann man auch einen Potentialunterschied zwischen verschiedenen Gasen erhalten. Beim Zusammenbringen der elektroaktiven Gase Wasserstoff und Sauerstoff mit einer schwachen Lösung einer schwefligen Säure erhält man eine EMK von etwa 2 V. Da die Bakterien das elektroaktive Zwischenmaterial erzeugen — Wasserstoff oder Sauerstoff — nennt man diese Art der Stromerzeugung die indirekte Art.

2. Direkte Mitwirkung

In Bioelementen des zweiten Typs, wo die Bakterien unmittelbar an der Reaktion teilnehmen, besteht ein aktives Zwischenmaterial nur eine ganz kurze Zeit. Beide Reaktionen (die biochemische und die elektrochemische) verlaufen gleichzeitig. In diesem Falle befinden sich Betriebsstoff und Bakterien oder Fermente in je einer von zwei Abteilungen des Elementes. Infolge der Anwesenheit des Elektrolyten beginnen die Bakterien die elektrochemische Reaktion.

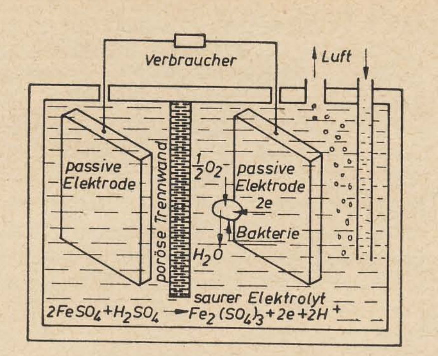


Bild 6: Schematische Darstellung eines Bioelementes

Einige Spezialisten stellen sich den Mechanismus der Stromerzeugung in Bioelementen folgendermaßen vor: Sie sagen, daß Bakterien nicht auf feste Nahrung angewiesen sind, sondern elektrische Ladungen als „Nahrung" benutzen können. Einen Schnitt durch ein biochemisches Element, in welchem die Bakterien Elektronen „verzehren", ist schematisch im Bild 6 gezeigt. Das Element besteht aus einem Gefäß, das durch eine poröse Scheidewand in zwei Abteilungen geteilt ist. Jedes Abteil enthält eine inaktive — sich nicht verbrauchende — Elektrode. Als Elektrolyt dient eine schwache Lösung schwefliger Säure. Ein anorganischer Stoff (Eisenvitriol) reagiert mit der Lösung des Elektrolyten, wodurch Elektronen und Wasserstoff frei werden.
Das Eisen geht vom zweiwertigen in den dreiwertigen Zustand über, wobei zwei Elektronen frei werden. Indem die Bakterien Elektronen „verzehren", verwandeln sie Sauerstoff und Wasserstoffionen in Wasser.
Werden die Elektroden durch eine Leitung miteinander verbunden, so fließt ein Strom und die Bakterien „ernähren" sich gewissermaßen durch Elektronen.
Die über diese neuartigen Stromquellen gemachten Angaben sind teilweise sehr lückenhaft, da oftmals patentrechtliche und militärische Gründe die genaueren Angaben verbieten. Man erwartet jedoch, daß Brennstoff- und Bioelemente eine zunehmende Verbreitung finden werden.

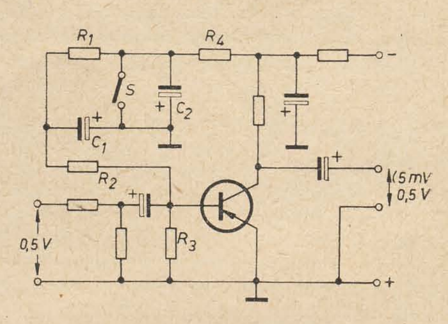
Literatur

[1] Smedley, B. Ruth: Fuel Cells — A Status Report. Electronic Industries No. 6, Juni 1962

[2] Erschow, W.: Bakterien erzeugen Elektroenergie. Radio 39 (1963) H. 2 S. 23

Elektronische Umblendung von Tonspannungsquellen

Vielfach ist es notwendig, Lautsprecheranlagen bei laufender Musikübertragung für Sprachdurchsagen zu verwenden. Eine plötzliche Unterbrechung der Musikdarbietung ebenso wie das Wiedereinschalten mit voller Lautstärke wird meistens als unschön empfunden. Der Vorgang: 1. Musik ausblenden, 2. Mikrofon einblenden, 3. Durchsage, 4. Mikrofon ausblenden, 5. Musik einblenden, ist kompliziert und erfordert zahlreiche Handgriffe. Außerdem wird die Schaltung der Anlage unübersichtlich, wenn mehrere Sprechstellen vorhanden sind.
Deshalb entwickelte Telefunken das Regelglied Ela V 605. Das Bild zeigt die Prinzipschaltung. Hier wird die dem Transistor eigentümliche Erscheinung ausgenutzt, daß seine Steilheit und damit die Verstärkung dem Kollektorstrom proportional ist. Der Kollektorstrom wird in der hier verwendeten Emitterschaltung mit Hilfe der Basisspannung in der gewünschten Weise beeinflußt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß die Spannungsverstärkung maximal Eins wird. Sie tritt bei geöffnetem Kontakt S (Bild) auf. Wird der Kontakt S geschlossen, so sinkt die Basisgleichspannung mit einer durch die Widerstände R_1, R_2 und R_3 und den Kondensator C_1 gegebene Zeitkonstante auf Null ab. Dadurch sinkt die Verstärkung. Zwischen Eingang und Ausgang ergibt sich eine Dämpfung von 40 dB. Nach der Durchsage wird S wieder geöffnet, und die Verstärkung steigt an. Die Einschwingzeit ist nun gegeben durch die



Prinzipschaltung des Transistorregelgliedes Ela V 605 von Telefunken

Größe von R_1, R_2, R_3, C_1 sowie R_4 und C_2. Die Verzerrungen des Regelgliedes betragen bei einem Pegel von 500 mW etwa 0,5 %, bei einer Dämpfung von 40 dB etwa 2 %.
Da bei einer automatischen Umblendung das Regelglied mit Relais zusammenarbeitet, wurde es ebenfalls als Steckeinheit ausgeführt.

Nach Telefunken-Unterlagen

J. LUDWIG, M. GABRIEL und P. SCHÜTZE

Vorläufige Kenndaten der Si-pnp-Legierungstransistoren OC 920 bis OC 923

(Fortsetzung aus Heft 5)

Dynamische Werte ($\vartheta_a = 25\,°C - 5$ grd)

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte: Meßfrequenz in kHz	$-U_{CB}$ in V	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
f_α in MHz	3	1,03	0,3		6		1	T
h_{21e}	25	12	8	1		6	1	A
h_{11e} in kΩ	0,9	0,4	0,20	1		6	1	T
h_{12e} in $1 \cdot 10^{-4}$	6	1,6	1,0	1		6	1	T
h_{22e} in µS	50	20	10	1		6	1	T
$r_{BB'}$ in Ω	50	37	30	5000		6	1	I
C_C in pF	50	26	20	5000		6	1	I
C_C in pF	130	101	75	5000		1	25	I
τ_r in µs	1,4	1,2	0,9			$6 \cdots U_{CESat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
τ_s in µs	2,8	2,3	1,5			U_{CESat}	50	I
F in dB	15	6		1,2		1	0,5	I

τ_r und τ_s entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	$\bar{\beta} \cdot I_B$ / $I_{C\,schalt}$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
t_r in µs	3,0	2,5	2,1	1	$6 \cdots U_{CEO}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_r in µs	1,0	0,8	0,65	3	$6 \cdots U_{CESat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_s in µs	3,1	2,6	1,6	3	$6 \cdots U_{CESat}$	50	I

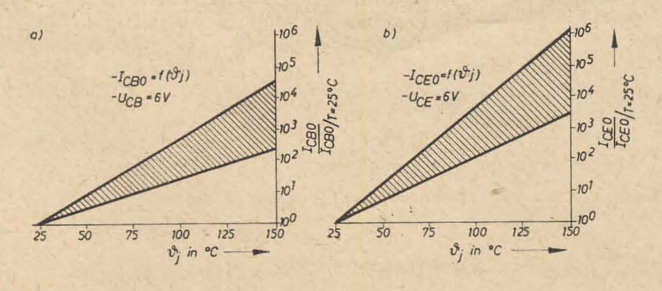


Bild 2: Temperaturabhängigkeit der Restströme

OC 923 Si-pnp-Legierungstransistor mit höherer Stromverstärkung und höherer Grenzfrequenz für hochwertige NF-Stufen und für Schaltstufen mit niedriger Betriebsspannung

Grenzwerte

$-U_{CE\,max} = 10\,V$ bei $\vartheta_a = 25\,°C$
$U_{BE\,max} = 6\,V$ bei $\vartheta_a = 25\,°C$
$I_{C\,max} = 50\,mA$
$P_{V\,max} = 250\,mW$ bei $\vartheta_a = 45\,°C$
$\vartheta_{j\,max} = 150\,°C$
$\vartheta_{s\,max} = -40 \cdots +120\,°C$

Statische Werte ($\vartheta_a = 25\,°C - 5$ grd)

		Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte: $-U_{CE}$ in V	I_E in mA	$-I_C$ in mA	Prüfung
$-I_{CEO}$	in µA	0,1			6			A
$-I_{CEO}$	in µA	2,0			10			A
$-I_B$	in µA	100	37	20	6		1	T
$-I_B$	in mA	8	4,4	3	1		50	T
$-U_{BE}$	in mV	600	550	520	6		1	T
$-U_{BE}$	in mV	1000	872	800	1		50	T
$-U_{CEO}$	in V	1,2	1			50		T
$-U_{CESat}$	in V	0,5	0,3				50	I

Dynamische Werte ($\vartheta_a = 25\,°C - 5$ grd)

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	Einstellwerte: Meßfrequenz in kHz	$-U_{CB}$ in V	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
f_α in MHz	10	5	3		6		1	A
h_{21e}	70	27	20	1		6	1	A
h_{11e} in kΩ	1,8	0,84	0,55	1		6	1	T
h_{12e} in $1 \cdot 10^{-4}$	6	3	2	1		6	1	T
h_{22e} in µS	150	72	20	1		6	1	T
$r_{BB'}$ in Ω	100	66	40	5000		6	1	I
C_C in pF	70	38	30	5000		6	1	I
C_C in pF	250	180	150	5000		1	25	I
τ_r in µs	1,1	0,9	0,7			$6 \cdots U_{CESat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
τ_s in µs	3,0	2,0	1,4			U_{CESat}	50	I
F in dB	15	6		1,2			0,5	I

τ_r und τ_s entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maximalwert	Mittelwert	Minimalwert	$\bar{\beta} \cdot I_B$ / $I_{C\,schalt}$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prüfung
t_r in µs	2,3	1,9	1,6	1	$6 \cdots U_{CEO}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_r in µs	0,75	0,6	0,5	3	$6 \cdots U_{CESat}$	$I_{CER} \cdots 50$	I
t_s in µs	3,25	2,2	1,6	3	$6 \cdots U_{CESat}$	50	I

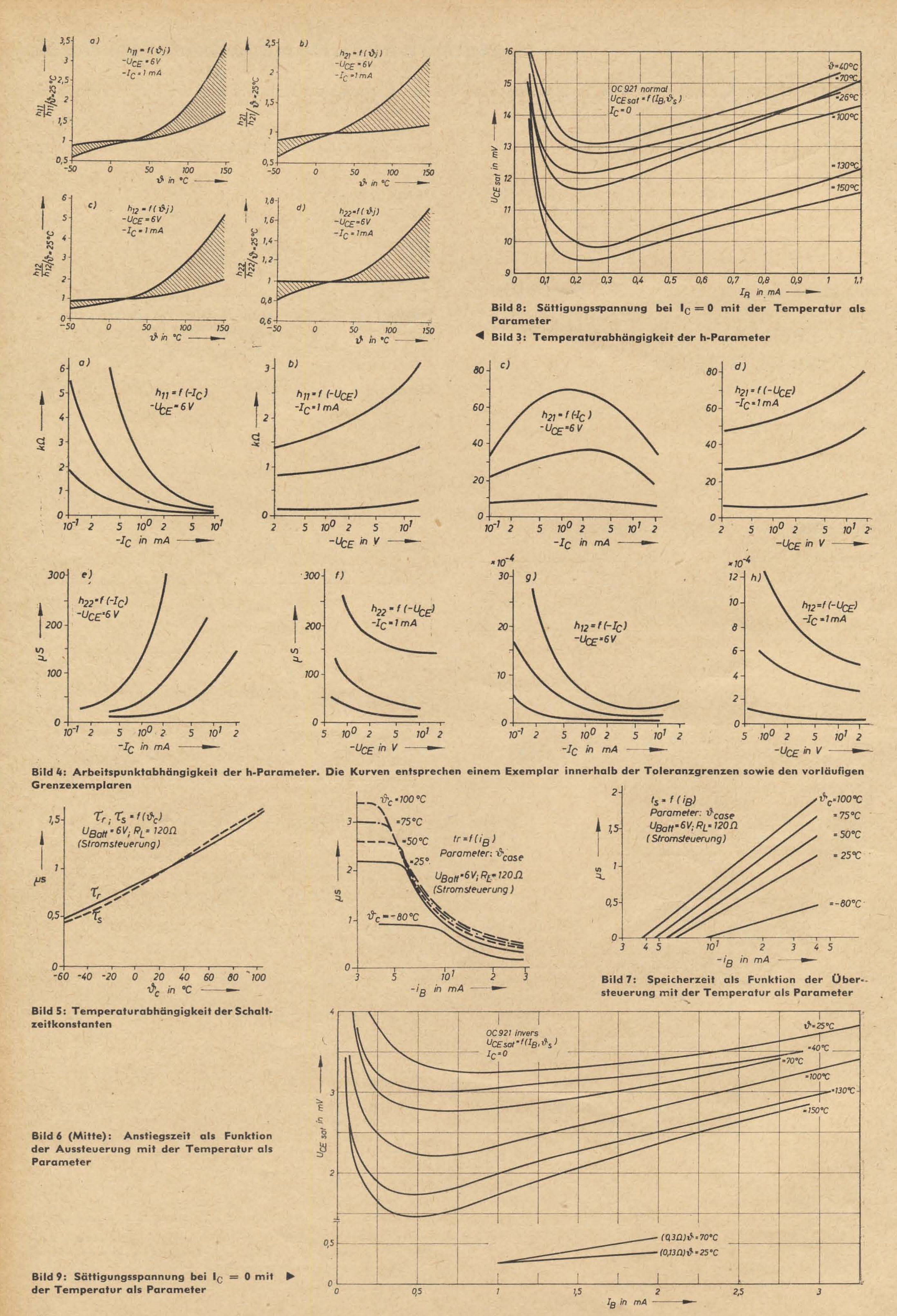


Bild 8: Sättigungsspannung bei $I_C = 0$ mit der Temperatur als Parameter

◀ **Bild 3:** Temperaturabhängigkeit der h-Parameter

Bild 4: Arbeitspunktabhängigkeit der h-Parameter. Die Kurven entsprechen einem Exemplar innerhalb der Toleranzgrenzen sowie den vorläufigen Grenzexemplaren

Bild 5: Temperaturabhängigkeit der Schaltzeitkonstanten

Bild 6 (Mitte): Anstiegszeit als Funktion der Aussteuerung mit der Temperatur als Parameter

Bild 7: Speicherzeit als Funktion der Übersteuerung mit der Temperatur als Parameter

Bild 9: Sättigungsspannung bei $I_C = 0$ mit der Temperatur als Parameter ▶

Aus der Reparaturpraxis

Rationalisierung der Fernsehreparaturwerkstatt

Senkung der Materialkosten

Bei Reparaturen von TV-Empfängern ist der Materialeinsatz in vielen Fällen gering. Da der Reparateur ohnehin nur defekte Bauelemente wechselt, läßt sich der Materialbedarf auf der Verbraucherseite nicht lenken, sondern ist von den gegebenen Umständen abhängig. Auf dieser Seite ist also keine Einsparung möglich. Kleinmaterial sollte in großem Sortiment gehalten werden. Dagegen ergibt sich bei wertintensiven Teilen die Möglichkeit, den Bestand durch Typenbereinigung zu senken. Als Beispiel kann der Zeilentrafo vom „Rafena-Patriot" angeführt werden. Dieses Bauteil ist für „Patriot", „Dürer", „Cranach" und „Derby" gleichermaßen verwendbar (umgekehrt nicht). Statt vier Zeilentrafos reicht ein Exemplar als Lagerbestand aus. Bei anderen Teilen bestehen ähnliche Situationen. Ist also ein Bauteil für mehrere Gerätetypen verwendbar, sollte nur dieses eine Teil auf Lager liegen.

Für den Hersteller von TV-Empfängern wäre es eine lohnende Aufgabe, Ersatzteile für nicht mehr in der Produktion befindliche Geräte herzustellen, die universell verwendbar sind. Hierunter lassen sich einordnen: Ablenksysteme, Zeilentrafos, Bildkipptrafos, Bildausgangstrafos, Tontrafos, Netztrafos. Viele dieser Bauteile sind elektrisch identisch, der mechanische Aufbau jedoch variiert. Hier gilt es einen Weg zu finden, der verschiedene Varianten in einen neuen Typ vereinigt, der nur als Ersatzteil gefertigt würde. Besonders wichtig ist diese Ordnung bei Orion-Geräten. Für sie gibt es eine Vielzahl Zeilentrafos, die elektrisch fast alle identisch sind. Zerlegbare Bauteile (z. B. Zeilentrafos) brauchen nicht immer als komplette Bausteine ausgewechselt zu werden. Vielfach ist der Ersatz bestimmter Einzelteile möglich. Diese Überlegungen sollten die Ersatzteilhaltung bestimmen, um die Lagerhaltungskosten zu senken.

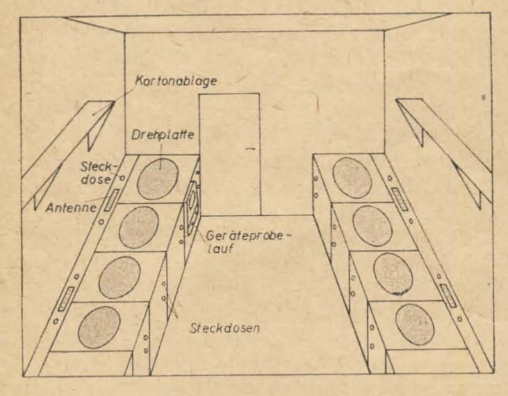


Bild 1: Werkstatteinrichtung mit zwei Arbeitsbänken für Gruppenarbeit

Verminderung der Lohnkosten

Die Arbeitszeit eines Reparaturmechanikers kann wie folgt grob aufgegliedert werden:

1. Fehlersuche
2. Bauteilwechsel
3. Wartungsarbeiten
4. Endprüfung
5. Nebenarbeiten (Aus- und Einpacken, Transport der Geräte u. a.).

Im allgemeinen werden alle diese Arbeitsgänge von einem hochqualifizierten Fachmann ausgeführt, obwohl nur die Fehlersuche und die Endprüfung seinen Fähigkeiten angemessen sind. Viele Arbeitsgänge können dagegen von Hilfskräften ausgeführt werden, nämlich 2, 3 und 5. Dadurch läßt sich die Kopfleistung bei verminderten Lohnkosten halten, d. h., es werden mit Hilfskräften und einem qualifizierten Fernsehmechaniker genau so viel TV-Empfänger repariert, wie mit einer Gruppe, die nur aus Fernsehmechanikern besteht. Bei einem versierten Fachmann dauert die Fehlersuche im allgemeinen nicht lange. Sie kann überdies durch geeignete Prüfmethoden und speziell angefertigte Prüfmittel wesentlich verkürzt werden. Auch sogenannte „Standardfehler" gehören bald zum festen Repertoire jedes Fachmannes. Zeitraubend dagegen bleiben die reinen manuellen Arbeiten wie Transport, Aus- und Einpacken, Bildröhrenwechsel, Bildröhreputzen, Zeilentrafowechsel, Chassisausbau usw. Diese Arbeiten verlangen keine so hohe Qualifikation wie die Fehlersuche und können ohne weiteres Hilfskräften übertragen werden. Denkbar wäre auch, daß Hilfskräfte einfache und eindeutige Prüfgänge beherrschen lernen und sie auf Anweisung der Fachkraft zur Fehlerermittlung anwenden, so daß für den Fernsehmechaniker nur noch die Ermittlung schwieriger Fehler und die Endprüfung verbleiben.

Die Zusammensetzung der Gruppe richtet sich nach der Qualifikation der Helfer. Die Zusammenarbeit von einem Fernsehmechaniker, einem Rundfunkmechaniker und einem angelernten Helfer bewährt sich immer bei Werkstätten mit großem Gerätedurchlauf. Außerdem hilft die Gruppenarbeit über den Mangel an versierten Fachleuten hinweg.

Wirtschaftliche Aufteilung der Werkstattfläche

Optimale Raumaufteilung bringt wirtschaftlichen Nutzen. Die wichtigsten Forderungen sind:

1. kürzester Transportweg für Reparaturgeräte zum Arbeitsplatz und zur Lagerung;
2. keinen oder nur kurzen Transportweg der Reparaturgeräte während der Bearbeitung (Reparatur, Probelauf);
3. schnelle Ablage des Transportmaterials (Decken, Kartons);
4. schnelle Anschlußmöglichkeit für ausgebaute Chassis.

Die Bilder 1 und 2 veranschaulichen eine günstige Raumaufteilung für eine Gruppe, wie sie im vorhergehenden Abschnitt beschrieben wurde. Die Anzahl der Geräteanschlußplätze kann gleich der Tagesleistung dieser Gruppe gewählt werden. Für jedes Gerät ist ein fester Platz vorgesehen. Er besteht aus einer robusten Drehplatte, zwei Netzsteckdosen, einem Antennenanschluß und einem Beobachtungsspiegel. Einige Tischplatten sind abnehmbar, damit Standgeräte auf die untere Abstellfläche gestellt werden können. Zur Arbeitserleichterung kann die untere Abstellfläche, auf Rollen gelagert, nach vorn herausziehbar sein. Hier können auch Geräte stehenbleiben, für die Ersatzteile fehlen oder die Probe laufen müssen. Über den Arbeitsplätzen befindet sich die Ablage für Kartons und Transportmaterial sowie Rückwände und Bodenplatten.

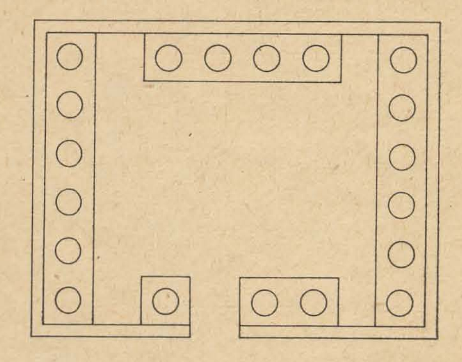


Bild 2: Mögliche Arbeitsplatzanordnung für Gruppenarbeit

Ein Platz ist für Chassisreparaturen eingerichtet. Darüber sind statt der Kartonablage zwei Kästen mit Bildröhren (B 43 M 2 und B 53 G 1) angebracht. Andere Typen werden kaum benötigt, da sie in Truhen nicht eingebaut sind (ausgenommen AW 53-20). Die Anschlußkabel für die Röhrenkästen werden auf die Tische heruntergeführt, so daß sich eine leichte Anschlußmöglichkeit für Chassis ergibt. Für den Begleitton ist ein Lautsprecher vorgesehen.

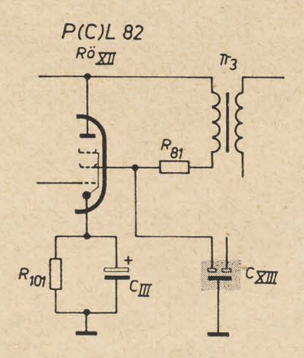
Für die Arbeitskräfte in diesem Raum entfällt die platzgebundene Tätigkeit. Statt dessen verbleiben die Reparaturempfänger auf den Plätzen, auf die sie gestellt wurden, und die Bearbeiter begeben sich von Gerät zu Gerät. Zeit- und kraftraubende Geräteumsetzungen entfallen hierdurch. Die Geräte werden von Hilfskräften auf die Plätze gestellt, wo sie repariert werden und anschließend Probe laufen. Die Platzanordnung gestattet die Aufteilung der Reparatur nach Schwierigkeitsgrad auf mehrere Arbeitskräfte mit unterschiedlichen Lohngruppen. Durch Wegfall physischer Anstrengungen für die qualifizierte Kraft können Frauen verstärkt eingesetzt werden.

Meßmittel sind auf tischhohe Wagen zu montieren, die auch das Werkzeug und Prüfröhren transportieren und den Bearbeiter begleiten. Jeder Wagen ist mit einer Tischlampe versehen, die als Arbeitsplatzleuchte dient.

Karl-Heinz Finke

Bild im unteren Teil umgeklappt

Bei einem TV-Empfänger AT 611 war bei normaler Bildamplitude das Bild im unteren Teil zeitweise umgeklappt.
Wurde die Amplitude verkleinert, so war der Fehler nicht feststellbar.
Da die Ursache auf Grund der Erscheinung nur im Bildkippteil liegen konnte, wurden die Linearisierungsglieder der Röhre PCL 82 ($Rö_{XII}$) untersucht. Hier konnte jedoch kein Fehler festgestellt werden.
Daraufhin wurde der Schirmgitterkondensator C_{XIII} 50 μF näher untersucht und als Ursache ermittelt. Die Anschlußfahne ist bei diesem Elko angenietet und gab nur zeitweise Kontakt. Durch die fehlende Kapazität entstand über

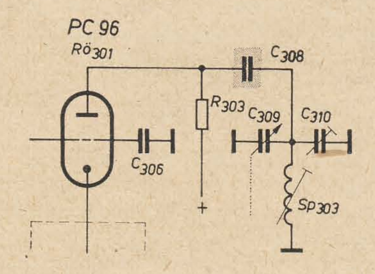


dem relativ großen Schirmgitterwiderstand R_{81} 10 kΩ eine Gegenkopplung und bewirkte den Fehler.
Die gleiche Erscheinung tritt übrigens bei den TV-Empfängern „Iris", „Staßfurt-Patriot", „Rafena-Patriot" usw. auf, wenn die Röhre PCL 82 Gitterstrom zieht. Hier ist der Fehler jedoch nicht durch Verändern der Bildamplitude zu beeinflussen.

Rolf Meißner

Zeitweilige Bauelementefehler beim TV-Empfänger „Start 1"

Das Gerät spielte nach dem Einschalten etwa 10 bis 15 Minuten normal, dann nahm die Leistung langsam ab. Nach ungefähr 30 Minuten war nur noch ein schwaches, verrauschtes Bild vorhanden.

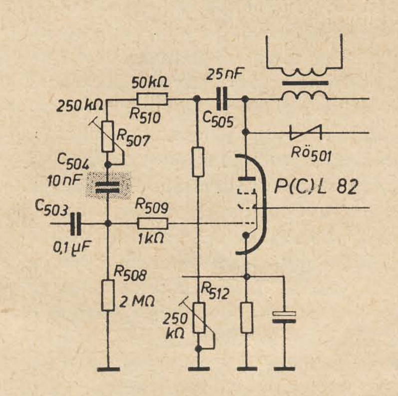


Da sofort ersichtlich war, daß ein typischer Erwärmungsfehler vorlag, wurden zunächst die Röhren des ZF-Verstärkers und Kanalwählers gewechselt, jedoch ohne Erfolg. Nach eingehender Überprüfung stellte sich heraus, daß der Fehler nur noch im Kanalwähler liegen konnte.
Eine wiederholte Messung der Betriebsspannungen an der PC 96 und PCF 82 ließ keinen Fehler erkennen.
Die Bauelemente des Kanalwählers wurden noch einmal mit dem Rüttelstab abgeklopft. Dabei wurde festgestellt, daß beim Biegen am Widerstand R_{303} volle Leistung vorhanden war. Eine nähere Untersuchung ergab, daß der Scheibenkondensator C_{308} die Fehlerquelle war. Ein Anschlußdraht haftete nur noch durch den Lacküberzug am Belag. Im kalten Zustand war leitende Verbindung vorhanden, die mit zunehmender Erwärmung langsam aufgehoben wurde. Mit einem neuen Kondensator gleicher Ausführung spielte das Gerät wieder ohne Beanstandung.

Willi Büsch

Bildverzerrung beim TV-Empfänger „Patriot" (Rafena)

Bei mehreren Geräten zeigte sich folgender Fehler: Das Bild war im unteren Viertel zusammengedrückt (kurze Beine). Mit den Einstellreglern für die Linearität war kaum eine Verbesserung zu erzielen. Es erschienen dann

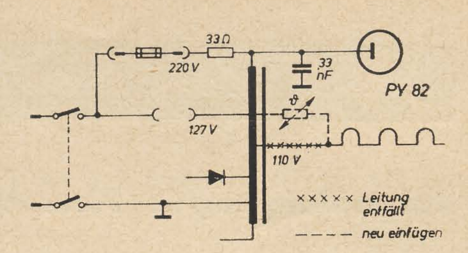


der obere und der untere Bildteil zusammengedrückt, während die Mitte auseinandergezogen war. Eine Überprüfung der Widerstände in der Gegenkopplung zeigte keinen Fehler. Als Ursache wurde schließlich C_{504} (10 nF) ermittelt, dessen Isolationswiderstand nachgelassen hatte. Der Fehler wurde bisher bei mehreren Geräten festgestellt. Er zeigte sich mehr oder weniger stark, je nach Größe des Feinschlusses. Mit Hilfe der angegebenen Oszillogramme ließ sich der Fehler nicht ohne weiteres feststellen, da die Abweichungen zu gering waren.

H. E.

Verbesserung des Heizkreises beim TV-Empfänger „Orion AT 401 A"

Bei diesem Empfänger fehlt im Heizkreis ein Heißleiter. Das hat zur Folge, daß der Heizstrom beim Einschalten des Gerätes sehr hoch ist, so daß sehr oft die PCF 82 im Eingangstuner durchbrennt. Legt man nun einen Heißleiter in den Heizkreis, so reicht meistens die Bildhöhe nicht mehr aus, auch arbeitet der Horizontalgenerator nicht mehr stabil. Man kann sich nun folgendermaßen helfen: Die Heizkette liegt an einer 110-V-Anzapfung des



Trafos. Man legt sie an die 127-V-Anzapfung und fügt einen 15-V-Heißleiter (0,3 A) ein. Die restlichen 2 V können vernachlässigt werden. Man muß den Kunden darauf aufmerksam machen, daß es jetzt etwas länger dauert, bis das Bild kommt.

Herbert Eisbein

Reparatur defekter Selengleichrichterplatten

Die in vielen Geräten häufig eingesetzten Selengleichrichter fallen oftmals aus, wenn einige Platten durchschlagen. Derartige Durchschlagstellen sieht man als braune oder schwarze Punkte in der aufgespritzten Deckschicht. Normalerweise wird der defekte Gleichrichter weggeworfen und durch einen neuen ersetzt. Bei Spezialausführungen ist der Ersatz oft nicht einfach und bedingt lange Wartezeiten. Ist der ganze Gleichrichter verbrannt, kann man ihn nicht reparieren. Einzelne Schmorstellen lassen sich aber leicht beseitigen. Dadurch ist es möglich, den Gleichrichter zu retten.
Zunächst schraubt man den Gleichrichter auseinander und mißt jede einzelne Platte in beiden Richtungen mit einem Ohmmeter durch. Defekte Platten zeigen auch in Sperrrichtung nur geringe Widerstandswerte ($< 10\ \Omega$). Mit einem scharfen Messer kratzt man rund um die sichtbaren Schmorstellen vorsichtig etwa 5 mm der Deckschicht ab, ohne die darunterliegende Selenschicht zu beschädigen. Eine nochmalige Widerstandsmessung zeigt, ob die Schicht weit genug entfernt wurde. Sollten die Schmorstellen unter dem Federteller liegen, deckt man sie mit einem Stück Glimmer ab.
Aus beschädigten Platten von Großgleichrichtern (z. B. Schweißgleichrichter) lassen sich kleinere, aber vollwertige Gleichrichterplatten herstellen, wenn es gelingt, aus den unbeschädigten Teilen die gewünschte Plattengröße zu schneiden, ohne die Platte zu verbiegen. Die scharfen Schnittkanten werden mit der Feile gebrochen. Nachdem die zurechtgeschnittenen Platten in der Mitte durchbohrt wurden, entfernt man im Umkreis von 5 mm um die Bohrung die Deckschicht durch Abkratzen. Sind die Platten lackiert, wäscht man in geeigneter Verdünnung den Lack ab. Auch am Rande der Platten muß die Deckschicht etwa 5 mm entfernt werden. Zu diesem Zweck drückt man die Kanten der Gleichrichterplatten auf eine heiße Herd- oder Kocherplatte, bis die Deckschicht erweicht und mit einem Lappen oder Pinsel am Rande abgewischt werden kann. Die richtige Temperatur ist auszuprobieren. Danach wird der Widerstand der Platte in beiden Richtungen kontrolliert. Die benötigten Federteller, Abstandsscheiben und Lötfahnen entnimmt man defekten Gleichrichtern.

Claus Garbaden

Der Ersatz des Breitbandübertragers im NF-Verstärker durch einfachere Übertrager

JOHANNES GLÖCKNER

Teil 1

Im folgenden werden drei Schaltungen entwickelt, die den Breitbandübertrager durch zwei einfachere Übertrager ersetzen. Die ersten zwei Schaltungen sind Frequenzweichen mit zwei Abschlußwiderständen, die dritte Schaltung ist ein sogenannter Allpaß und besitzt nur einen Abschlußwiderstand. Dimensionierungsfragen werden genau erläutert.

Einleitung

Die Forderungen an den Ausgangsübertrager eines NF-Verstärkers sind in den letzten Jahren immer größer geworden. Die Übertragung des gesamten NF-Bandes erfordert bereits ausgeklügelte Wickelverfahren. Bei hochwertigen Verstärkern mit kräftiger Gegenkopplung wünscht man noch viel breitere Bänder, um die Phasenverzerrungen in der Nähe der Grenzfrequenz zu reduzieren. Hier hört aber die Kunst des Trafo-Bauers bald auf, und eine Verbesserung wäre nur durch neue Kernwerkstoffe oder durch bessere Leiter als Kupfer möglich — was heute als unwahrscheinlich bezeichnet werden muß.

Wie akut das Problem ist, ersieht man auch daraus, daß noch heute Zweikanalverstärker und transformatorlose Endstufen gefertigt werden, die einen wesentlich höheren Aufwand erfordern.

Im folgenden wird gezeigt, daß aber noch andere, billige Lösungen möglich sind. Anstelle eines Breitbandtransformators werden zwei Transformatoren benötigt, von denen jeder etwa die Hälfte des gesamten Frequenzbereiches zu übertragen hat. Genauer gesagt: Sind die Bandgrenzen f_1 und f_2 und ist f_m eine beliebig gewählte feste Frequenz zwischen f_1 und f_2, so muß der erste Transformator den Bereich von f_1 bis f_m und der zweite den Bereich von f_m bis f_2 übertragen. Wird f_m günstig gewählt, etwa als geometrisches Mittel zwischen f_1 und f_2,

$$f_m = \sqrt{f_1 f_2} \qquad (1)$$

so ist das benötigte Bandgrenzenverhältnis f_{max}/f_{min} der Ersatztransformatoren

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_2}{f_m} = \frac{f_m}{f_1} \qquad (2)$$

gleich der Wurzel aus dem Bandgrenzenverhältnis des Breitbandtransformators, wie man durch Einsetzen von Gl. (1) in Gl. (2) leicht erkennt. Beispielsweise kann also ein Übertrager, der das Frequenzband von 10 Hz bis 100 kHz übertragen soll, durch zwei Transformatoren mit einem Bandgrenzenverhältnis von 100 ersetzt werden, der erste hätte dann das Band von 10 Hz bis 1 kHz und der zweite das Band von 1 kHz bis 100 kHz zu übertragen. Es ist klar, daß die Herstellung solcher Ersatztransformatoren überhaupt keine Schwierigkeiten macht.

Betrachtet man den Aufwand der hier zunächst beschriebenen Schaltung im Vergleich zum Breitbandtransformator mit Hochton-Tiefton-Weiche, so hält er sich etwa die Waage. In der erreichbaren Bandbreite jedoch dürfte die folgende Schaltung weit überlegen sein.

Die Frequenzweiche erster Ordnung und ihre Erweiterung durch Transformatoren

Als Frequenzweiche erster Ordnung werden die beiden Schaltungen Bilder 1a und 1b bezeichnet. Sie haben den frequenzunabhängigen, konstanten Eingangswiderstand R, wenn man nur

$$L = R^2 C \qquad (3)$$

macht. Ein Verstärkerausgang wird also durch eine solche Schaltung genauso belastet, wie durch einen einzigen, frequenzunabhängigen Widerstand der Größe R. Im Bild 1a nimmt der mit L in Reihe liegende Widerstand die tiefen Frequenzen auf, im Bild 1b der zu C parallel liegende Widerstand. Die hohen Frequenzen erhält im Bild 1a der zu C in Reihe liegende, im Bild 1b der zu L parallel liegende Widerstand. Diese Widerstände können natürlich die Schwingspulen von Lautsprechern sein, die dann entsprechend die tiefen und hohen Töne zugeführt bekommen.

Betrachten wir noch die Übergangsfrequenz. Als Übergangsfrequenz f_m bezeichnet man diejenige Frequenz, bei der die von den Widerständen aufgenommenen Leistungen gerade gleich sind. Bei gleichen Leistungen sind natürlich auch Spannungen oder Ströme gleich, da die Widerstände gleich sind. Im Bild 1a setzt man deshalb zur Berechnung von f_m am einfachsten die Beträge der beiden Zweigströme $\mathfrak{J}_L$ und $\mathfrak{J}_C$ gleich

$$|\mathfrak{J}_L| = \frac{|\mathfrak{U}|}{\sqrt{(\omega_m L)^2 + R^2}} = |\mathfrak{J}_C| = \frac{|\mathfrak{U}|}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_m C}\right)^2 + R^2}}$$

was durch Auflösung nach ω_m Gl. (4) ergibt:

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \qquad f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (4)$$

und im Bild 1b setzt man für den vorgegebenen Strom $\mathfrak{J}$ die beiden Spannungsabfälle gleich

$$|\mathfrak{U}_L| = \frac{|\mathfrak{J}|}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_m L}\right)^2 + \frac{1}{R^2}}} = |\mathfrak{U}_C| = \frac{|\mathfrak{J}|}{\sqrt{(\omega_m C)^2 + \frac{1}{R^2}}}$$

was durch Auflösen nach ω_m ebenfalls Gl. (4) ergibt. Die Gleichungen (3) und (4) reichen zur Bestimmung der Schaltelemente aus. Durch Eliminieren von L erhält man

$$C = \frac{1}{\omega_m R} \qquad (5)$$

und durch Eliminieren von C

$$L = \frac{R}{\omega_m} \qquad (6)$$

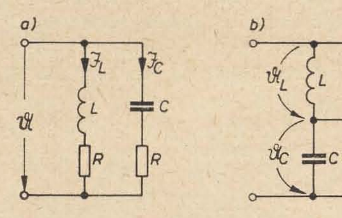


Bild 1: Frequenzweiche erster Ordnung a) 1. Variante; b) 2. Variante

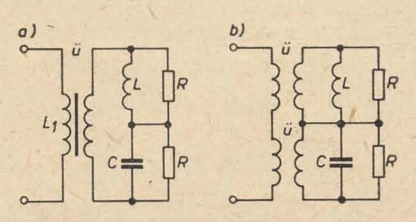


Bild 2: Zur Erweiterung durch Transformatoren a) Ausgangsschaltung mit Breitbandtransformator; b) Ausgangsschaltung mit idealen Transformatoren

Nun folgt die Erweiterung der Schaltung im Bild 1b durch Transformatoren. Bild 2a zeigt das Bild 1b unter Einbeziehung eines vorangehenden Breitbandübertragers. Es entspricht also der herkömmlichen Art eines Verstärkerausganges.

Vor der Erläuterung von Bild 2b benötigen wir noch den Begriff des idealen Transformators. Das Ersatzschaltbild des praktischen Transformators besitzt verschiedene, physikalisch unvermeidliche Schaltelemente: Gegeninduktivität, Streuinduktivität, Kupferwiderstand, Wickelkapazität usw. Abstrahiert man von diesen (notwendigen) Gegebenheiten und läßt nur die Haupteigenschaft des Transformators bestehen, die durch die Gleichungen

$$\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2} = \frac{w_2}{w_1}, \qquad \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_2} = \frac{w_1}{w_2} \qquad (7a, b)$$

ausgedrückt wird, so entspricht diese Vorstellung dem Begriff des idealen Transformators. Der ideale Transformator erfüllt also die Gleichungen (7a, b) in aller Strenge. Er ist somit verlustlos und frequenzunabhängig. Insbesondere kann er auch Gleichspannungen übertragen. Das Schaltsymbol des idealen Transformators ist aus Bild 2b ersichtlich, das zwei ideale Transformatoren enthält.

Die Eigenschaften der Schaltung im Bild 2b ergeben sich sehr einfach, wenn man bedenkt, daß ein idealer Transformator, mit $\mathfrak{Z}$ abgeschlossen, genau den Eingangswiderstand $ü^2\mathfrak{Z}$ ($ü = w_1/w_2$) hat, was anhand (7a, b) leicht zu zeigen ist. Bezeichnet man nun den Widerstand der Parallelschaltung R, C mit $\mathfrak{Z}_C$ und den Widerstand der Parallelschaltung

R, L mit $\mathfrak{Z}_L$, so haben wir primär die Reihenschaltung der Widerstände

$$ü^2\mathfrak{Z}_C + ü^2\mathfrak{Z}_L = ü^2(\mathfrak{Z}_C + \mathfrak{Z}_L).$$

Da aber $\mathfrak{Z}_C + \mathfrak{Z}_L = R$ ist, ist der Eingangswiderstand der Schaltung Bild 2b $\mathfrak{Z} = ü^2R$. Voraussetzung ist lediglich gleicher Übersetzungsfaktor ü der beiden idealen Transformatoren.

Die beiden idealen Transformatoren sollen durch reale ersetzt werden. Gelingt es, zwei reale Transformatoren so zu dimensionieren, daß sie im interessierenden Frequenzbereich näherungsweise die Ersatzschaltungen Bilder 3a, 3b annehmen, so ist die Schaltung Bild 2b offensichtlich zu verwirklichen. Ein

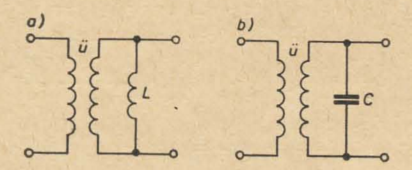


Bild 3: Geforderte Ersatzschaltungen realer Transformatoren
a) nach Bild 2b oben; b) nach Bild 2b unten

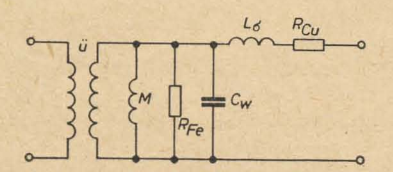


Bild 4: Genaueres Ersatzschaltbild des realen Transformators

gelegentlich verwendetes Ersatzschaltbild des realen Transformators zeigt Bild 4. Soll sich der Transformator nach Bild 4 der Schaltung Bild 3a annähern, so muß M = L gewählt werden, alle anderen Schaltelemente dürfen nur möglichst wenig eingehen, also $R_{Fe} \to \infty$; C_w, L_σ, $R_{Cu} \to 0$. Die letzte Bedingung $R_{Cu} \to 0$ läßt sich umgehen, wenn man die Reihenschaltung Abschlußwiderstand R plus Kupferwiderstand R_{Cu} als neuen Abschluß betrachtet und ü entsprechend korrigiert. Die zwei Ersatzschaltelemente L_σ und C_w haben sicher an der oberen Bandgrenze den größten Einfluß, das ist beim Transformator nach Bild 3a die obere Grenze des Gesamtbandes f_2. Bei dieser Frequenz dürfen die Schaltelemente L und C_w bereits so stark eingehen, daß die Ausgangsspannung auf das 0,7fache des Normalwertes abgesunken ist. Der Transformator nach Bild 3a muß also, wenn man beachtet, daß er von der Frequenz f_m ab in Funktion tritt, das Frequenzband von f_m bis f_2 übertragen.

Soll sich nun der Transformator nach Bild 4 der Schaltung Bild 3b annähern, so muß $C_w = C$ gewählt werden, alle anderen Größen dürfen nur möglichst wenig eingehen, also R_{Fe}, $M \to \infty$; L_σ, $R_{Cu} \to 0$. Die letzte Bedingung $R_{Cu} \to 0$ läßt sich wie oben umgehen. Die Gegeninduktivität M geht an der unteren Bandgrenze f_1 am stärksten ein, sie darf dort den Abfall auf das 0,7fache hervorrufen. Somit hat der Transformator nach Bild 3b das Frequenzband von f_1 bis f_m zu übertragen. Hier macht sich jedoch eine Einschränkung erforderlich. Die Wickelkapazität C_w ist kein konzentriertes Schaltelement. Nimmt man den Verlauf von C_w über der Frequenz auf, so findet man gewöhnlich nach anfänglicher Konstanz ein Absinken bei höheren Frequenzen und weiter einen komplizierten Kurvenverlauf [2]. Eine ausreichende Konstanz ist aber eine Vorbedingung für das richtige Funktionieren der Schaltung Bild 2b. Man muß deshalb die Wickelkapazität C_w kleiner als gefordert halten (unter 50%) und die gewünschte Kapazität C durch Zuschalten eines zuverlässigen äußeren Kondensators einstellen. Insofern muß der Transformator nach Bild 3b selbst für ein breiteres Frequenzband als bis f_m dimensioniert werden, das dann durch Zuschalten der äußeren Kapazität C_z auf den gewünschten Wert eingeengt wird.

Diese Zusatzkapazität C_z wird man nicht sekundär, sondern nach entsprechender Umrechnung primär einfügen. Sonst kann es im Frequenzbereich f_m bis f_2 passieren, daß der reale Transformator nach Bild 3b primär gar nicht den geforderten kapazitiven Eingangswiderstand $ü^2\mathfrak{Z}_C$ hat, sondern vielleicht einen induktiven — die Schaltung wird dann natürlich nicht mehr richtig arbeiten; denn der reale Transformator, der das Schaltbild 3b annähern soll, tut das zuverlässig nur im Bereich f_1 bis f_m, für den er konstruiert ist. Oberhalb dieses Bereiches kann der Eingangswiderstand, wie die Erfahrung zeigt, durchaus induktiv sein, wenn auch sekundär eine Kapazität angeschlossen ist. Deshalb ist es unbedingt erforderlich, statt sekundär die Kapazität C_z primär die Kapazität $1/ü^2\ C_z$ anzuschließen.

Über die Reihenschaltung der beiden Transformatorausgänge nach Bild 2b kann eine frequenzunabhängige Gegenkopplungsspannung abgegriffen werden.

Nun ist noch der Nachweis zu erbringen, daß die angegebene Schaltung keinen erhöhten Aufwand erfordert. Der Vergleich wird anhand von Bild 2 durchgeführt. Für die Kerngrößen von Transformatoren und Induktivitäten ist bekanntlich die an der unteren Frequenzgrenze zu verarbeitende (Blind-)Leistung ausschlaggebend (bei vorgegebenen Verlusten). Somit werden der Breitbandübertrager im Bild 2a und der untere Übertrager im Bild 2b etwa gleiche Größe besitzen, ebenso wie die Induktivität L im Bild 2a und der obere Übertrager im Bild 2b. Wickeltechnisch wird die komplizierte Wickelarbeit am Breitbandübertrager eingespart, während am oberen (Hochton-)Transformator gegenüber der einfachen Induktivität L zugesetzt werden muß. Beide Schaltungen benötigen eine Kapazität. Die Kapazität in Schaltung Bild 2b ist aber kleiner, da sie nur die Wickelkapazität des Transformators ergänzt (durch das Umlegen der Kapazität auf die Primärseite gewinnt man theoretisch nichts, da zwar die Kapazität verkleinert, aber die Spannungsfestigkeit erhöht werden muß). Damit dürfte gezeigt sein, daß die vorgeschlagene Schaltung genauso billig oder sogar noch billiger ist als die Schaltung mit Breitbandtransformator.

Die Frequenzweiche zweiter Ordnung

Ein Nachteil der im vorigen Absatz beschriebenen Schaltung ist die frequenzunabhängige Phasenverschiebung von 90° zwischen den beiden Ausgängen [1]. Diesen für akustische Anlagen unerwünschten Nachteil vermeidet die Frequenzweiche zweiter Ordnung. Ihre Schaltung zeigt Bild 5a, b. Die Variante Bild 5b wird als Ausgangspunkt genommen.

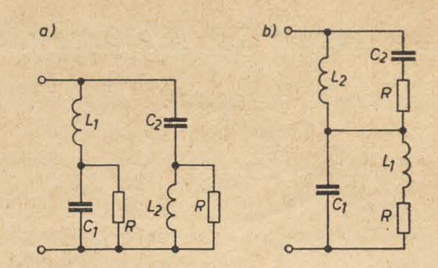


Bild 5: Frequenzweiche zweiter Ordnung
a) 1. Variante; b) 2. Variante

Der obere Widerstand erhält die hohen Frequenzen, der untere die niedrigen. Der Widerstand der Schaltung Bild 5b beträgt genau R, wenn

$$C_1 = C_2 = C \qquad L_1 = L_2 = L \qquad R = \sqrt{2\frac{L}{C}} \tag{8a,b,c}$$

gewählt wird. Die Übergangsfrequenz ist

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{9}$$

Aus (8c) und (9) läßt sich für gegebenes R und f_m L und C ermitteln. Man erhält

$$L = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R}{2\pi \cdot f_m} \tag{10}$$

$$C = \frac{\sqrt{2}}{2\pi \cdot f_m R} \tag{11}$$

Ganz analog zu den vorangegangenen Betrachtungen im vorhergehenden Abschnitt erfolgt nun die Erweiterung durch Transformatoren, um den Eingangswiderstand R auf den gewünschten Wert $ü^2R$ zu erhöhen. Die zunächst angesetzten idealen Transformatoren werden unter Einbeziehung von C_1 und L_2 in reale umgewandelt (Bild 6). Dabei hat man natürlich ebenso wie vorher darauf zu achten, daß

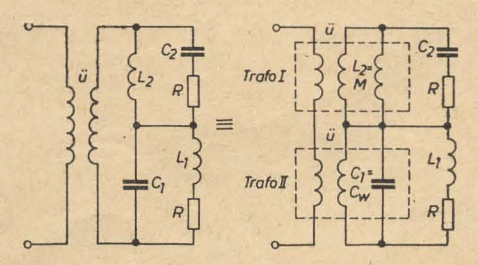


Bild 6: Erweiterung der Frequenzweiche zweiter Ordnung durch Transformatoren

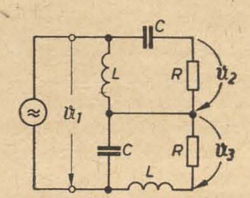


Bild 7: Zur Berechnung der Phasenverschiebung

der Einfluß der unerwünschten Schaltelemente des Trafo-Ersatzschaltbildes im vorgesehenen Frequenzbereich hinreichend klein bleibt.

In diesem Abschnitt wurde einleitend behauptet, daß zwischen beiden Kanälen keine

Phasenverschiebung besteht. Diese Behauptung soll wegen ihrer praktischen Wichtigkeit genauer geprüft werden. Die Schaltung Bild 5b ist im Bild 7 noch einmal gezeichnet, wobei die Bedingungen (8a, b) sowie die Klemmenspannungen $\mathfrak{U}_1$, $\mathfrak{U}_2$, $\mathfrak{U}_3$ eingeführt sind. Die Spannungsquelle $\mathfrak{U}_1$ hat die beiden Teilspannungen $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{U}_3$ zur Folge. Soll die Phasenverschiebung zwischen $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{U}_3$ bestimmt werden, so bildet man am einfachsten den Quotienten q der komplexen Teilspannungen

$$q = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_3} \qquad (12)$$

Ergibt sich q als reelle Größe (enthält q kein j), so ist die Phasenverschiebung zwischen $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{U}_3$ Null.

Man erhält mit den üblichen Methoden für $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{U}_3$ als Funktion von $\mathfrak{U}_1$:

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{U}_1 \frac{-\omega^2 LC}{1 + 2\frac{j\omega L}{R} - \omega^2 LC} \qquad (13)$$

$$\mathfrak{U}_3 = \mathfrak{U}_1 \frac{1}{1 + 2\frac{j\omega L}{R} - \omega^2 LC} \qquad (14)$$

Nun bilden wir nach Gl. (12)

$$q = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_3} = -\omega^2 LC$$

Zwischen $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{U}_3$ besteht demnach eine Verknüpfung über einen negativen Faktor, d. h., $\mathfrak{U}_2$ ist genau gegenphasig zu $\mathfrak{U}_3$, unabhängig von der Frequenz.

Wie die Ausdrücke (12) und (13) lehren, besteht zwischen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ bzw. zwischen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_3$ keine feste Phasenbeziehung, die Phase ändert sich hier als Funktion der Frequenz.

Zwischen $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{U}_3$ jedoch herrscht genaue Gegenphasigkeit. Bei Ersatz der Widerstände durch Lautsprecher wird man eins der beiden Lautsprechersysteme umpolen, man erreicht dann gleichphasiges Arbeiten der beiden Lautsprecher im gesamten Frequenzbereich. In sehr sorgfältig dimensionierten Musikanlagen kann dieser Vorteil der Frequenzweiche zweiten Grades den höheren Aufwand rechtfertigen.

Oszillator mit Silizium-Transistoren

Ing. W. STOECKEL

Im nachfolgenden Beitrag wird ein sogenannter Clapp-Oszillator — Dreipunktschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung zur Abnahme der Rückkopplung und Reihenschwingkreis — betrachtet. Verwendung fanden die pnp-Legierungstransistoren OC 921 und OC 923 sowie der npn-Planartransistor SF 111.

Die Funktion der allgemeinen Dreipunktschaltung — als Grundschaltung auch des Clapp-Oszillators — soll anhand der Bilder 1 bis 3 erläutert werden. Der Innenwiderstand R_{io} und der Eingangswiderstand R_e des Transistors sowie die Basis-Spannungsteilerwiderstände werden in $\mathfrak{R}'_3$ einbezogen (Bild 1a). Aus Bild 1c, das sich mit Bild 1b aus Bild 2 ergibt, kann abgeleitet werden:

$$\mathfrak{U}_a = -S_o \cdot \mathfrak{U}_{be}' \cdot \mathfrak{R}_a$$

$$\mathfrak{v} = -S_o \cdot \mathfrak{R}_a = \frac{1}{\mathfrak{K}}$$

(mit der Schwingbedingung $\mathfrak{K} \cdot \mathfrak{v} = 1$)

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_{be}}{\mathfrak{U}_a} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2},$$

$$-\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} = \frac{1}{S_o \cdot \mathfrak{R}_a}$$

Diese komplexe Gleichung ist erfüllt, wenn die Real- und Imaginärteile auf beiden Seiten gleich sind. $\mathfrak{R}_a$ setzt sich aus $\mathfrak{R}_1$, $\mathfrak{R}_2$ und $\mathfrak{R}_3$ zusammen und ist daher im allgemeinen Fall auch komplex.

Dabei gibt es zwei Möglichkeiten:

1. $\mathfrak{R}_a = a + jb$ (induktiv)

$$\frac{1}{S_o (a + jb)} = c - jd$$

2. $\mathfrak{R}_a = a - jb$ (kapazitiv)

$$\frac{1}{S_o (a - jb)} = c + jd$$

Die Schwingungsbedingung kann nur dann erfüllt sein, wenn der Realteil von

$$\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}$$

negativ ist.

Das ist nur zu erreichen, wenn $\mathfrak{R}_1$ einen Phasenwinkel mit umgekehrtem Vorzeichen wie $\mathfrak{R}_2$ besitzt und außerdem $|\mathfrak{R}_1| > |\mathfrak{R}_2|$ ist. Im Diagramm Bild 3 ist $\mathfrak{R}_2$ rein kapazitiv angenommen, $\mathfrak{R}_1$ muß also induktiv sein. Man erkennt, daß der Realteil von $\mathfrak{K}$ negativ wird.

$$-(-u - jv) = u + jv = \frac{1}{S_o \cdot \mathfrak{R}_a}$$

Ein Vergleich zeigt, daß diese Gleichung nur erfüllt ist und damit auch nur Selbsterregung eintreten kann, wenn auch $\mathfrak{R}_3$ kapazitiv gewählt wird.

Im Clapp-Oszillator ist $\mathfrak{R}_1$ ein Reihenschwingkreis. Es wird sich also eine Frequenz erregen, die etwas größer als die Resonanzfrequenz des Kreises ist. Die Schwingfrequenz wird weiter beeinflußt durch die Kenndaten des Transistors (Bild 1a).

Bild 4 zeigt die praktisch ausgeführte Schaltung. Die Schwingkreiskapazität C_5 wurde temperaturkompensiert.

$$T_K = \frac{C_1 \cdot T_{K1} + C_2 \cdot T_{K2}}{C_1 + C_2}$$

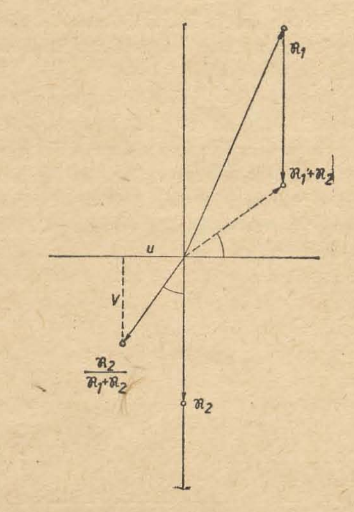


Bild 3: Zeigerdiagramm für die Arbeitswiderstände der allgemeinen Dreipunktschaltung

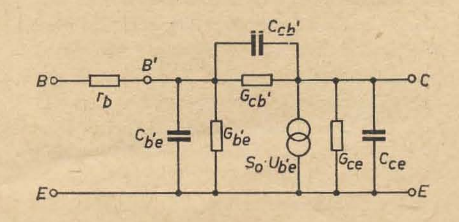


Bild 2: Transistorersatzschaltbild nach Giacoletto

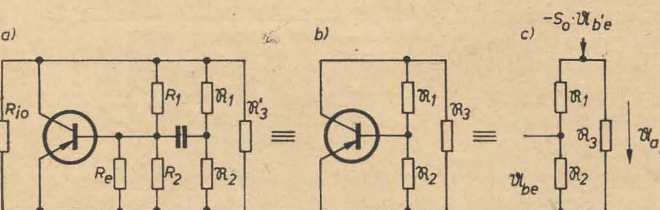


Bild 1: Ersatzschaltbild der allgemeinen Dreipunktschaltung

Kenndaten der Silizium-Transistoren

	OC921/1	OC921/2	OC923	SF 111	
I_B	340	145	70	48	in µA
B	8	19,5	42	80	—
r_b	34	31	43	12	in Ω
C_c	26	32	63	102	in pF
f_α	1,5	1,85	5,6	38¹)	in MHz

Arbeitspunkt — $U_{CE} = 5$ V, $I_E = 3$ mA

¹) Für den Transistor SF 111 ist f_T angegeben

Verwendet wurde eine Parallelschaltung folgender Kondensatoren:

32 pF Tempa X (KER 331) mit $T_{K1} = -225$

17,7 pF Calit (KER 221) mit $T_{K2} = +125$

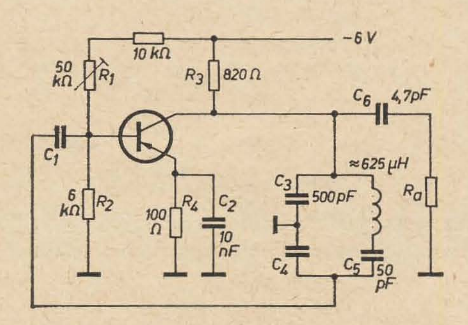


Bild 4: Schaltung des ausgeführten Clapp-Oszillators

Damit wird der Temperaturkoeffizient der Parallelschaltung

$$T_K = \frac{17{,}7\,(-225) + 32 \cdot 125}{49{,}7} \approx 0$$

Die Änderung der Induktivität mit der Temperatur ist gegenüber den anderen Einflüssen vernachlässigbar.

Auch C_3 wurde in gleicher Weise wie C_5 temperaturkompensiert.

Mit C_4 wurde ein Kompromiß zwischen geringem Klirrfaktor, geringer Temperaturabhängigkeit der Frequenz und großer Ausgangsspannung geschlossen. Es ergaben sich folgende Werte:

OC 921/1	$C_4 = 600$ pF
OC 921/2	$C_4 = 1{,}0$ nF
OC 923	$C_4 = 1{,}5$ nF
SF 111	$C_4 = 1{,}5$ nF

Der Koppelkondensator C_1 wurde für die pnp-Typen mit 4,7 nF gewählt. Bei dem Transistor

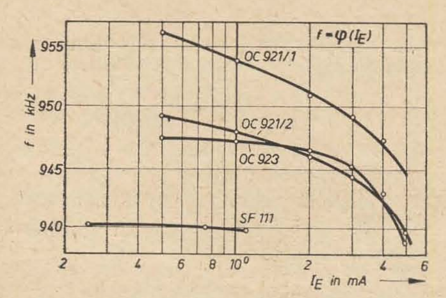


Bild 5: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz vom Emitterstrom

SF 111 waren 820 pF erforderlich, der günstigste Wert für R_3 ergab sich infolge des größeren Innenwiderstandes dieses Transistors zu 5,6 kΩ (Leistungsanpassung).

Meßergebnisse

Die Wechselstromkenngrößen der Transistoren, also auch die Ein- und Ausgangskapazität, sind arbeitspunkt- und temperaturabhängig. Der Einfluß dieser Größen auf die Gesamtschaltung wird durch die hierzu parallel liegenden Kapazitäten C_3 und C_4 verringert.

Bild 5 zeigt die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz vom Emitterstrom. Mit steigender

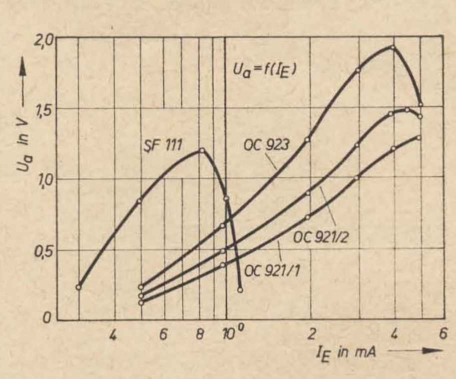


Bild 6: Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Emitterstrom

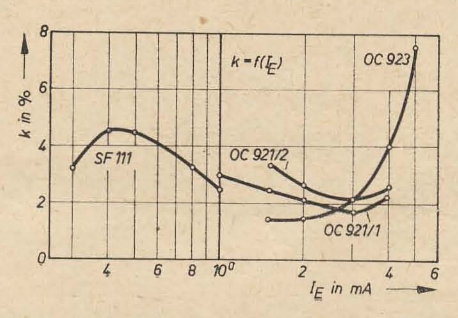


Bild 7: Abhängigkeit des Klirrfaktors vom Emitterstrom

Grenzfrequenz wird die Abhängigkeit kleiner. Die Bilder 6 und 7 lassen erkennen, daß durch C_4 nur eine Kompromißlösung gefunden werden kann.

Mit steigender Wechselspannung am Schwingkreis wird durch die an der Emitter-Basis-Diode entstehende Richtspannung über C_1 der Transistor periodisch zugesteuert, es entsteht eine Begrenzung der Ausgangsspannung.

Wird der Emitterstrom größer oder kleiner als sein Optimalwert, so erfolgt eine unsymmetrische Begrenzung an den Kennlinienrändern, die mittlere Steilheit wird kleiner.

Der für den Transistor SF 111 einstellbare Emitterstrom ist wegen des größer zu wählenden Kollektorwiderstandes kleiner als bei den anderen Transistoren.

Der Klirrfaktor wurde durch Messungen mit einem selektiven Röhrenvoltmeter nach der Beziehung

$$k = 100 \sqrt{\frac{u_2^2 + u_3^2}{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2}} \quad \text{in } \%$$

ermittelt.

Die Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung und der Frequenz zeigen die Bilder 8 und 9.

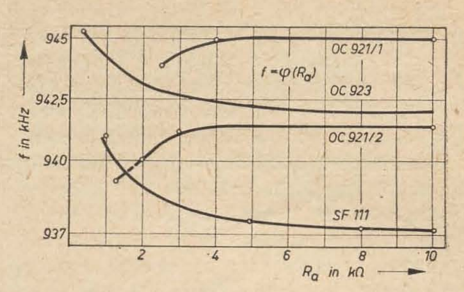


Bild 8: Belastungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

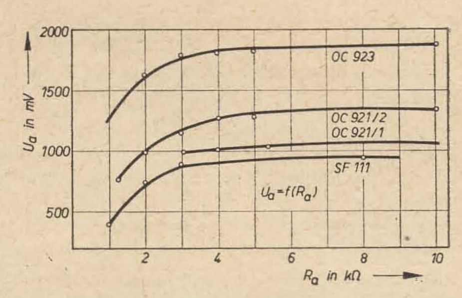


Bild 9: Belastungsabhängigkeit der Ausgangsspannung

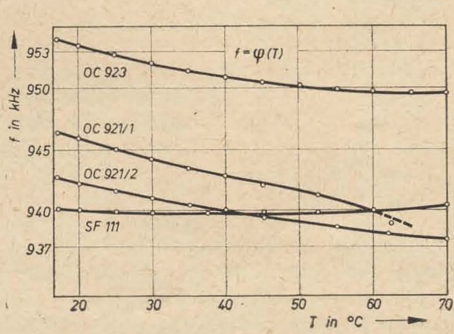


Bild 10: Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

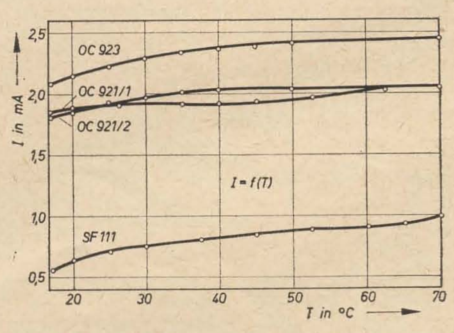


Bild 11: Temperaturabhängigkeit des Gesamtstromes

Der relle Widerstand R_a liegt parallel zu der Kapazität C_3. Bei Belastung mit Werten kleiner als 10 kΩ ist also zweckmäßig eine Trennstufe nachzuschalten. Ausschlaggebend für einen frequenzstabilen Oszillator ist das Temperaturverhalten (Bild 10). Bei den einzelnen Transistoren ergaben sich im Bereich bis 70 °C folgende maximale Frequenzverwerfungen gegenüber dem Wert bei 17 °C:

OC 921/1	$\Delta f = -0{,}7\%$
OC 921/2	$\Delta f = -0{,}53\%$
OC 923	$\Delta f = -0{,}46\%$
SF 111	$\Delta f = \begin{cases} +0{,}035\% \\ -0{,}046\% \end{cases}$

Bei der vorliegenden Oszillatorfrequenz von etwa 1 MHz werden die Wechselstromkenn-

größen der Legierungstransistoren infolge ihrer niedrigen Grenzfrequenz bereits komplex. Die Grenzfrequenz des SF 111 liegt um mehr als eine Größenordnung höher.
Die Abhängigkeit des Speisestromes von der Temperatur zeigt Bild 11.
Der Einfluß der Speisespannung auf den Frequenzgang kann durch eine geeignete stabilisierte Spannungsquelle ausgeschaltet werden.

Zusammenfassung

Anhand der allgemeinen Dreipunktschaltung wurde das Prinzip des Clapp-Oszillators erklärt und eine praktisch ausgeführte Schaltung mit Meßergebnissen angegeben. Die erreichbare Temperaturkonstanz im Bereich 17 °C ··· 70 °C ist $< 10^{-3}$.

Literatur

[1] Reichelt: Vorlesungen an der Ingenieurschule Mittweida

[2] Lennartz, H., und Taeger, W.: Transistor schaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

NEUES AUS DER SOWJETISCHEN ELEKTRONIK

Ein neuer transportabler transistorisierter Tongenerator

In der Sowjetunion wurde ein neuer transportabler transistorisierter Tongenerator entwickelt, der hier vorgestellt werden soll. Es handelt sich um einen Wienbrückengenerator für den Frequenzbereich von 20 Hz bis 200 kHz mit vier 1 : 10 gestaffelten Bereichen. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Gerätes. Folgende funktionelle Einheiten sind vorhanden: Frequenzselektiver Kreis, Verstärker, Gegenkopplungszweig, Ausgangsverstärker, geregelter Gleichrichter und Ausgangsspannungsanzeiger. Die Wahl der Teilbereiche erfolgt durch C-Umschaltung, die Feinabstimmung mit Doppelpotentiometer. Da die Frequenzstabilität des Generators in erster Linie von der Stabilität der benutzten Bauelemente abhängt, wurden hier Kondensatoren mit kleinem Temperaturkoeffizienten eingebaut (sowjetische Typen: MPG-P, SGM, KSO-G). T_1 und T_3 arbeiten in Emitterschaltung als Verstärker, T_2 ist Impedanzwandler in Kollektorschaltung. Der Gesamtverstärkungsfaktor ohne Gegenkopplung beträgt 120 bis 150, davon entfallen auf T_1 5 bis 6, auf T_2 0,94 bis 0,96. Der Arbeitspunkt für T_1 und T_2 wird gemeinsam mit dem Potentiometer im Kollektorkreis von T_1 eingestellt. Der Gegenkopplungszweig enthält einen Thermistor zur Amplitudenbegrenzung. Durch die mittels Potentiometer einstellbare Größe der Gegenkopplung lassen sich die Ausgangsspannung und der Klirrfaktor des Wienbrückengenerators beeinflussen. Die Basiskreisschaltungen von T_1 und T_4 sind so ausgelegt, daß sich ein hoher Eingangswiderstand ergibt. Die NF-Verstärkung erfolgt in zwei Stufen, diesen folgt eine eisenlose Endstufe. Der gesamte NF-Verstärker ist mit Germanium-npn-Transistoren bestückt (selbstverständlich können hier auch bei anderer Speisung ohne weiteres pnp-Transistoren benutzt werden). Die Endstufe arbeitet in A-Schaltung und kann an einen Belastungswiderstand von 600 Ω eine Wechselstromamplitude von 14 mA max. abgeben (etwa 100 mW Ausgangsleistung). Der NF-Verstärker ist stark spannungsgegengekoppelt, der Gegenkopplungszweig ist frequenzabhängig ausgelegt, damit die hohen Frequenzen bevorzugt werden, weil ja der Verstärkungsfaktor im Bereich 50 bis 200 kHz abfällt. Der Eingangswiderstand des Verstärkers beträgt 15 bis 30 kΩ, die Verstärkung mit Ge-

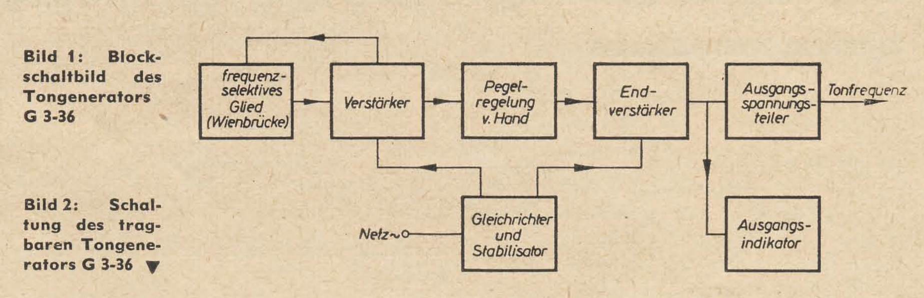
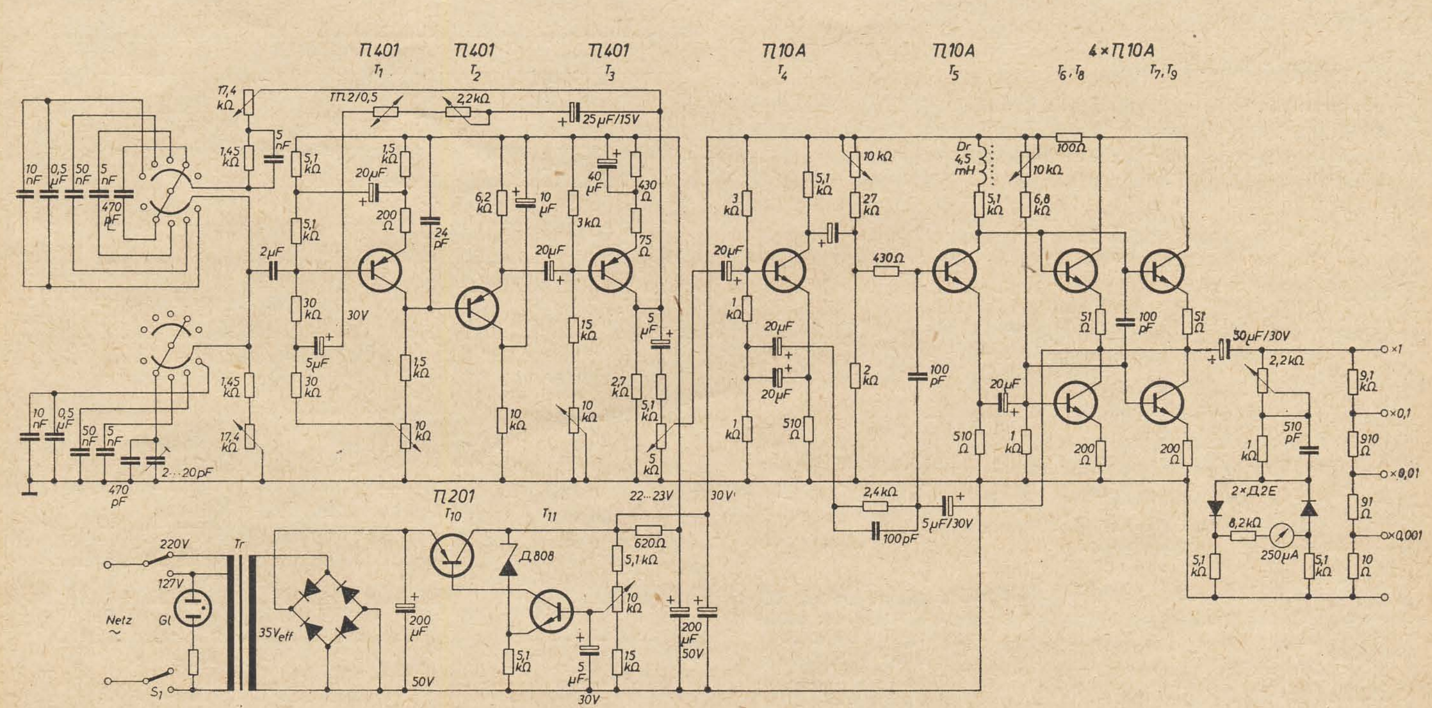


Bild 1: Blockschaltbild des Tongenerators G 3-36

Bild 2: Schaltung des tragbaren Tongenerators G 3-36 ▼



Technische Daten

Umgebungstemperatur zulässig:	—10 bis +40 °C	Anzeigefehler des Ausgangsspannungsmessers:	± 6% vom Skalenende
Luftdruck:	750 ± 30 mm Quecksilbersäule	Klirrfaktor der maximalen Ausgangsspannung:	im Bereich 50 Hz bis 100 kHz kleiner als 1%, von 20 bis 50 kHz = 1,5% und von 50 bis 200 kHz = 2,5%
Feuchtigkeit:	bis 95%		
Frequenzeinstellfehler maximal:	± (0,03 f + 2) Hz		
Temperaturgang der Frequenz:	für dT = 10 °C wird df = 1%		
Ausgangsspannung maximal:	5 V an 600 Ω	Leistungsaufnahme aus dem Netz:	5 VA
Frequenzgang bezogen auf 1000 Hz:	± 12% von 50 Hz bis 100 kHz ± 20% von 50 Hz bis 200 kHz	Abmessungen in mm:	260 × 230 × 165
		Gewicht:	4 kp

genkopplung 60 bis 70. Der Klirrfaktor bleibt bis zu Frequenzen um 30 kHz unter 0,2%, bis 200 kHz steigt er auf 1% an. Der Ausgangsspannungsmesser mit zwei Germaniumdioden ist auch frequenzkompensiert (RC-Glied 1 kΩ parallel 510 pF). Der einfach gehaltene Ausgangsstufenteiler behält dann seine Genauigkeit, wenn der Lastwiderstand im Bereich mal 0,1 gleich oder größer als 20 kΩ, im Bereich mal 0,01 größer als 2 kΩ und im Bereich mal 0,001 größer als 200 Ω ist.

Der Temperaturfehler des Ausgangsspannungsmessers beträgt 1% pro 10 °C Temperaturänderung.

Die Speisung des Gerätes erfolgt aus dem Wechselstromnetz über einen Transistorspannungsregler. Damit dessen Ausgangsspannung 30 V betragen kann, muß eine Eingangsgleichspannung von 39 V vorhanden sein. Der Spannungsregler hält die Ausgangsspannung auf 1% konstant, wenn die Netzspannung um ±15% schwankt.

Abschließend noch die Spannungen und Ströme an den Transistoren in tabellarischer Form:

Transistor T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9	T_{10}	T_{11}
Kollektor-Emitter-spannung in V 4,5 ··· 6	3,5 ··· 5,5	6	13	16	13	13	13	13	8	17
Kollektor-Strom in mA 1,5	1	5,5	3,0	3	8	8	8	8	35	2

Diagramm zur Ermittlung der zulässigen Verlustleistung von Germanium- und Siliziumtransistoren

Mit dem nachfolgend beschriebenen Diagramm wird dem Geräteentwickler und dem Amateur ein Diagramm in die Hand gegeben, mit dessen Hilfe er eine Leistungsstufe optimal dimensionieren kann. In [1] und [2] wurden bereits grundlegende Angaben über diese Dimensionierung veröffentlicht.

Mathematische Ableitung

Die physikalischen Vorgänge, die die Leistung eines Transistors begrenzen, werden als bekannt vorausgesetzt. Die maximale Kollektorverlustleistung $P_{C\,max}$ berechnet sich nach

$$P_{C\,max} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{R_{thi} + R_{tha}} \tag{1}$$

Hierbei ist

$T_{j\,max}$ die maximale Sperrschichttemperatur (für Germaniumtransistoren = 75 °C, Siliziumtransistoren = 150 ··· 175 °C),

T_a die Umgebungstemperatur,

R_{thi} der thermische Innenwiderstand [°C/W] des Transistors (Datenblatt) und

R_{tha} der äußere Wärmewiderstand [°C/W] (Maß für die Güte der Wärmeabfuhr durch das Kühlblech [2])

Die in den Datenblättern angegebene Verlustleistung $P_{C\,nenn}$ bezieht sich in den meisten Fällen auf eine Umgebungstemperatur $T_a = 45\ °C = T_{ao}$ und eine ideale Wärmeabfuhr, also ein $R_{tha} = 0$

$$P_{C\,nenn} = \frac{T_{j\,max} - T_{ao}}{R_{thi}} \tag{2}$$

Setzt man beide Leistungen ins Verhältnis, so erhält man

$$\frac{P_{C\,max}}{P_{C\,nenn}} = \frac{\dfrac{T_{j\,max} - T_a}{R_{thi} + R_{tha}}}{\dfrac{T_{j\,max} - T_{ao}}{R_{thi}}} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_{tha}}{R_{thi}}} \cdot \frac{1 - \dfrac{T_a}{T_{j\,max}}}{1 - \dfrac{T_{ao}}{T_{j\,max}}} \tag{3}$$

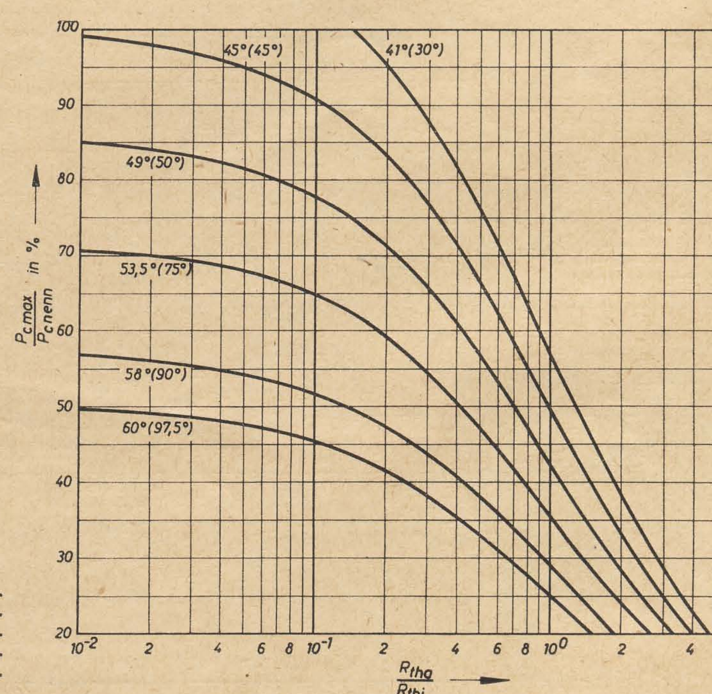


Diagramm zur Ermittlung der zulässigen Verlustleistung von Germanium- und Siliziumtransistoren

Für dieses Verhältnis wurde ein Diagramm berechnet. Um es nicht zu unübersichtlich werden zu lassen, wurden folgende Werte vereinbart:

$T_{ao} = 45\ °C$
$T_{j\,max}$ für Siliziumtransistoren = 150 °C
für Germaniumtransistoren = 75 °C.

Mit diesen Voraussetzungen kann das Diagramm

$$\frac{P_{C\,max}}{P_{C\,nenn}} = f\left(\frac{R_{tha}}{R_{thi}}\right)$$

mit der Temperatur und der Transistorart als Parameter gezeichnet werden (s. Diagramm). Wie man aus Gleichung (3) erkennt, ergeben sich für die beiden Transistorarten verschiedene Kurven. Die eingeklammerten Temperaturwerte gelten für Siliziumtransistoren, die anderen für Germaniumtransistoren. Für $T_a = 45\ °C$ fallen die Kurven beider Transistorarten definitionsgemäß zusammen. Weiter ist zu erkennen, daß für hohe Temperaturen der Siliziumtransistor dem Germaniumtransistor weit überlegen ist.

Beispiel

Für eine Umgebungstemperatur von 60 °C soll eine Leistungsstufe für 1 W optimal ausgelegt werden. Aus räumlichen Gründen darf das Kühlblech die Abmessungen 100 × 100 × 1 mm ($R_{tha} = 7{,}5$ °C/W) [2] nicht überschreiten. Wie groß muß die Nennleistung eines Germaniumtransistors sein bzw. welcher Transistortyp erfüllt diese Forderungen?

a) Die Transistoren OC 830 ··· OC 833 haben ein $R_{thi} = 15$ °C/W, damit wird $R_{tha}/R_{thi} = 0{,}5$. Aus dem Diagramm entnimmt man für $T_a = 60\ °C$ eine Ausnutzung der Transistorverlustleistung von 33%, also praktisch ein Drittel der Nennverlustleistung. Die Transistoren OC 830 ··· OC 833 müßten also eine Nennverlustleistung von 3 W haben, sollten sie den obigen Zweck erfüllen. Da die Verlustleistung nur mit 2 W angegeben wird, dürfen diese Transistoren nicht verwendet werden.

b) Die Transistoren OC 835 ··· OC 838 haben ein $R_{thi} = 7{,}5$ °C/W, damit wird $R_{tha}/R_{thi} = 1$.

Aus dem Diagramm entnimmt man eine Ausnutzung des Transistors von 25%, d. h., der Transistor muß eine vierfache Nennverlustleistung haben, was bei den genannten Typen gerade zutrifft.

Zusammenfassung

Nach einer kurzen Erläuterung der mathematischen Grundlagen wurde das Diagramm zur Berechnung der zulässigen Ausnutzung der Nennleistung erklärt. Anhand eines Beispiels wird die Leistungsfähigkeit des Diagramms nachgewiesen.

A. Rudolph

Literatur

[1] Kunert, M.: OY 911 ··· OY 917 Silizium-Gleichrichter. radio und fernsehen 11 (1962) H. 9 S. 280

[2] Bottke, E.: Was können Leistungstransistoren „leisten"? radio und fernsehen 12 (1963) H. 17 S. 533

[3] Halbleiterinformationen. Fortsetzungsreihe ab radio und fernsehen 9 (1960) H. 8

Referate

E. Rees

Elektrische Antriebe für unbemannte und bemannte Raumflugmissionen

Weltraumfahrt 14 (1963) H. 3 S. 69—71

Für begrenzte Raumflugoperationen werden in nächster Zeit die ersten Ausführungen elektrischer Antriebe zur Verfügung stehen. Ihrem besonderen Vorteil des hohen spezifischen Impulses, der bei elektrostatischen Triebwerken (Ionentriebwerken) in der Größenordnung von 10^5 gegenüber maximal $5 \cdot 10^2$ bei chemischen Triebwerken liegt, steht als Nachteil der geringere Schub gegenüber, der eine Verwendung als Starttriebwerk von der Erdoberfläche aus ausschließt.

In der Arbeit werden einige der in den letzten Jahren entwickelten elektrischen Triebwerke sowie eine Reihe von Projekten elektrisch angetriebener Raumflugkörper („Mondfähre", Flugkörper für einen Marsflug) beschrieben. Bei Ionentriebwerken mit Cäsiumionen wird gasförmiges Cäsium über eine erhitzte, beispielsweise ringförmig ausgebildete Wolframelektrode geleitet. Es erfolgt eine Abspaltung von Cäsiumelektronen, die durch das erhitzte Wolfram diffundieren. Die Cäsiumionen werden beschleunigt und bilden den Schub. Eine andere Ausführungsform eines Ionentriebwerkes basiert auf der Abspaltung von Elektronen aus Quecksilber in einem elektromagnetischen Feld. Auch hier erfolgt eine Beschleunigung der Quecksilberionen, die den Schub erzeugen. Bei einer weiteren Modellausführung wird ein Gas durch einen Lichtbogen stark erhitzt, so daß sich ein Plasma bildet, das durch ein Magnetfeld beschleunigt wird.

Als erste Anwendungsmöglichkeiten für elektrische Triebwerke werden genannt:

1. Bahn- und Lagekorrektur von Satelliten (Anmerk. d. Ref.: Dieses Problem tritt z. B. bei Nachrichtensatelliten in Synchronpositionen auf. Durch verschiedene Störeinflüsse ändert sich die Position eines solchen stationären Satelliten laufend, so daß ständig Korrekturen erforderlich sind. Um einen Satelliten von beispielsweise 230 kp Gewicht drei Jahre in der Synchronposition zu erhalten, ist bei Verwendung herkömmlicher Triebwerke ein Gewicht von etwa 70 kp allein für die laufende Korrektur erforderlich. Bei Verwendung von Ionentriebwerken verringert sich das Gewicht auf etwa 1 kp).
2. Transport von Satelliten von niedrigeren zu höheren Bahnen, z. B. Synchronbahnen.
3. Raumsonden für Forschungsaufgaben innerhalb und außerhalb des Sonnensystems.

Die größten Fortschritte bei der Entwicklung elektrischer Triebwerke wurden bisher bei Ionentriebwerken erzielt.

Naumann

Fachbücher

Heinz Dobesch

Impulstechnik

Reihe: Kleine Bibliothek für Funktechniker

VEB Verlag Technik, Berlin, 1964

81 Seiten, 108 Bilder, 7,— DM

Vom VEB Verlag Technik wurde in Zusammenarbeit mit dem Rundfunktechnischen Zentralamt für den technischen Nachwuchs der Deutschen Post und ähnlicher Institutionen eine Reihe einführender Broschüren herausgegeben, deren der Impulstechnik gewidmeter Band nunmehr vorliegt. Von einem erfahrenen Autor leicht und flüssig geschrieben, wendet sich das Büchlein an die nicht in diesem Fachgebiet tätigen Nachrichtentechniker und auch an Interessenten anderer Fachgebiete (Kybernetiker, Bioniker) und macht sie mit den Grundlagen der Impulstechnik vertraut. Nach einer Einführung und Hinweisen für die mathematische Behandlung wendet sich der Autor zuerst den Bauelementen (passiven und aktiven) der Impulstechnik zu, dann beschreibt er Verfahren der Erzeugung von Impulsen, Impulsverstärker, Impulsauswahlschaltungen und Meßverfahren für Impulsparameter. Im abschließenden achten Kapitel werden dann noch postalisch interessierende Anwendungen (Fernsehimpulsgeber und Fernsehbildkontrollempfänger) beschrieben und ein Literaturverzeichnis wird angegeben.

Alles in allem kann man sagen, daß diese anspruchslos lesbare Broschüre gelungen ist und dem „Nichtimpulstechniker" alles Wissenswerte vermittelt. Für den Fachmann — für den übrigens hier und da eingestreut interessante praktische Hinweise gegeben werden — hätte man sich an manchen Stellen noch ausführlichere Angaben und die Beschreibung modernerer Techniken gewünscht, aber das hätte den Rahmen der Einführung sicher gesprengt. Der vom Verfasser eingeführte Begriff „Puls" wird sich im deutschen Schrifttum nicht durchsetzen, denn hier sind die Begriffe „Impuls" und „Folge von Impulsen" oder „Impulsreihe" eingeführt. Bei den Methoden der Impulserzeugung hätte man die Transistor-Lawinenschaltung (avalanche) und die Stoßwellen-Laufzeitketten (Laufzeitketten mit nichtlinearem Dielektrikum) als modernste Verfahren kurz anführen können. Interessant wäre auch die Angabe der kürzestmöglichen Impulsdauer für die einzelnen Schaltungen gewesen. Als Beispiel des Fernsehimpulsgebers könnte heute auch eine transistorisierte Ausführung beschrieben werden (FIG-1). Trotz dieser ergänzenden Bemerkungen kann das Buch als gelungen bezeichnet werden. Es wird seinen Zweck, den funktechnischen Nachwuchs zu qualifizieren, sicher erfüllen. Die drucktechnische Ausführung ist gut, einige Bilder hätten durch Vergrößerungen gewonnen. Bei den Schaltungen hätte man Mittelwerte der Schaltelementegrößen zum besseren Verständ-

nis der Wirkungsweise im Bild angeben können. Statt der Zeichnung 1.5 hätte man die Oszillogramme eines jitternden Impulses angeben können, was den Sachverhalt klarer wiedergegeben hätte. Der Verlag Technik kann zur Herausgabe dieser Reihe beglückwünscht werden, denn damit wird ein seit langem bestehendes Bedürfnis der Jugend nach einführender technisch-wissenschaftlicher Literatur erfüllt. Man kann auf die weiteren Bände der Reihe gespannt sein.

Fischer

Autorenkollektiv

Nautische Geräte

VEB Verlag Technik, Berlin

299 Seiten, 166 Bilder, 27 Tafeln, 28,— DM

Für einen Nachrichtentechniker ist es beinahe unverständlich, wenn in der Einleitung zum Kapitel „Funknavigation" diese nur als „zusätzliche Unterstützung der terrestrischen und der astronomischen Navigation" bezeichnet und damit unterschätzt wird. Denn die Funknavigation ist nun mal das einzige Verfahren, das weder vom Wetter noch von der genauen Ortszeit abhängt. Die modernen Funknavigationsverfahren stehen aber bezüglich Zuverlässigkeit und Genauigkeit den anderen Verfahren nicht nach, so daß nur noch historische Gründe dafür sprechen, sie zugunsten der terrestrischen und astronomischen Navigation zurückzustellen. Einer der Gründe mag sein, daß die Einstellung des alten Rahmenpeilers als dem ersten Funknavigationsmittel durch eine subjektive Ermittlung erfolgte. Aber lassen wir die jedem Funktechniker leicht zugängliche Historie beiseite: Goniometer, Hyperbelnavigationsverfahren, Drehfunkfeuer und Radar haben ihren festen Platz in der Navigationstechnik!

Wenn also das genannte Buch vom Nachrichtentechniker gesehen keine Offenbarung ist, so darf sein Wert bezüglich der anderen Navigationstechniken und der meteorologischen Geräte als zusammenfassende Darstellung des Aufbaus und der Wirkungsweise der wichtigsten nautischen Geräte nicht übersehen werden. Winkelmeß-, Zeitmeß-, Kursanzeige- und meteorologische Geräte werden ebenso wie Fahrt- und Tiefenmeßgeräte in z. T. sehr ausführlicher Weise beschrieben und ihre Handhabung einfach und verständlich erläutert.

In diesem Sinne identifiziert sich der Rezensent mit dem Herausgeber, wenn das Buch dem Nachwuchs als Einführung und dem erfahrenen Praktiker als Nachschlagewerk dienen soll. Gerade der erfahrene Praktiker macht vieles aus Routine und denkt dabei oft nicht mehr an die Zusammenhänge, die ihm das Buch wieder deutlich vor Augen bringt. Das scheint besonders geglückt in dem Kapitel über meteorologische Geräte zu sein.

Allerdings scheint dem Rezensenten (wenn er sich auch auf diesem Gebiet nicht für kompetent hält), daß die Relationen, mit denen die einzelnen Naturbedingungen, Verfahren bzw. Geräte beschrieben werden, nicht immer richtig sind: So steht einer eine Seite langen Beschreibung der Ankerhemmung einer Beobachtungsuhr eine ebenfalls nur eine Seite lange Erläuterung der Luftdruckverteilung als wesentliches Moment der Meteorologie gegenüber.

Dem Nachrichtentechniker, der sich speziell auf dem Gebiet der elektronischen Schiffsgeräte betätigt, kann das Buch, trotz einiger angedeuteter Mängel, als willkommene und verständliche Einführung und Hilfe beim Studium der nichtelektronischen nautischen Geräte dienen.

Dr. Rohde

Hagen Jakubaschk

Transistormeßgeräte

Band 40 der Reihe

„Der praktische Funkamateur"

Deutscher Militärverlag, Berlin

92 Seiten, 27 Bilder, broschiert 1,90 DM

Wenn man den Titel unbefangen liest, glaubt man erst, es handelt sich um die Beschreibung von Meßgeräten für Transistoren, beim näheren Lesen findet man eine Zweiteilung in dem recht gut geschriebenen, relativ anspruchslosen Bändchen von Jakubaschk, nämlich den Abschnitt A: Geräte zum Prüfen und Messen von Transistoren und Dioden und den Abschnitt B: Meßgeräte mit Transistoren. Man hätte vom Standpunkt der Logik aus zwei getrennte Bände ausführen können, nämlich einen mit Meßgeräten für Transistoren und einen für Meßgeräte mit Transistoren. Der letztere wäre dann aber unverhältnismäßig viel umfangreicher geworden. So hat der Verfasser den Kompromiß des wenig aussagenden Titels „Transistormeßgeräte" in Kauf genommen und in altbewährter Art beschreibend von ihm selbst gebaute oder geplante Bastelgeräte vorgestellt.

Es hängt sicher mit der Zugänglichkeit der Bauelemente für den Bastler zusammen, daß dem Fachgebiet der HF- oder Impulsmeßgeräte wenig Aufmerksamkeit geschenkt wurde. Dies ist bedauerlich, aber man wird durch die umfangreichen NF-Schaltungen, z. B. Signalinjektor, Pegelmesser oder Meßbrücke, teilweise dafür entschädigt. Das im Bändchen beschriebene Transistorkompensationsvoltmeter ist ein recht brauchbares Amateurmeßgerät, bei Verwendung dekadisch gestufter Spannungsteiler könnte es sogar eine Art „handbetriebenes Digitalvoltmeter" werden (empfehlenswert ist hier der sogenannte Varley-Kompensator). Der Wert des auf Seite 28 beschriebenen Rauschfaktortesters ist begrenzt, vielleicht könnte man besser ein einfaches Relativmeßgerät mit Schmalbandverstärker und Anzeigeinstrument beschreiben. Von einem Transistorprüfer mit Drucktasten und vom Pegelzeiger sind Fotos der ausgeführten Muster beigegeben. Sie entsprechen dem Niveau eines mittleren Bastlers.

Zusammenfassend kann man sagen, daß das Büchlein von Jakubaschk allen denen empfohlen werden kann, die keine hohen Ansprüche an eine derartige, mehr informativ gehaltene Broschüre stellen und die für bestimmte Zwecke ausprobierte Schaltungen suchen. Der mit der Transistortechnik beginnende Amateur findet reiches Erfahrungsmaterial und gute Anregungen. Für künftige ähnliche Vorhaben würde ich eine Erweiterung in der Art vorschlagen, daß die Standardmeßgeräte des Amateurs in transistorisierter Form mit in dem Bändchen beschrieben werden sollten. Alles in allem ist es eine gute Ergänzung der bei uns vorhandenen Transistor-Anfängerliteratur.

Fischer

Aus der Reparaturpraxis

Übersicht über die bisher veröffentlichten Reparaturhinweise von 1959 bis 1963 (Teil 2)

Chassistyp	Problem/Fehler	Heft/Jahr/Seite
Start 1, 2, 101	Hinweise zur Reparatur	17 (1963) 540
Start A	Berichtigung des Stromlaufplanes	10 (1963) 306; 21 (1963) 675
Start 3 A	Bildscheibe ist von außen herausnehmbar	5 (1963) 159
Start 3 A, 4 A, 103 A	Servicehelfer 19 gilt auch für diese Geräte	10 (1963) 306
Stadion	Einstellung des stabilisierten Netzteiles	21 (1963) 675
	Schaltungsänderung in der VK-Platte	23 (1963) 731
Rafena-Geräte	Brummfehler durch Doppelelko	6 (1959) 185
Standard	zweckmäßiger Ersatz für R_{607} vor Wechsel durchgeschlagener	14 (1963) 445
	Anodensicherung Elkos entladen	10 (1963) 306
	Reparaturhinweise	16 (1963) 512; 21 (1963) 675; 23 (1963) 730
Iris 12	Brummen im Bild (L_{19})	22 (1963) 707
Iris 17 B	schwacher Kontrast und Fahnenbildung (L_{19})	11 (1963) 352
	Bild rollt zeitweilig (C_{69a}, C_{70})	4 (1961) 127; 19 (1962) 610
	Bild rollt (Masseverbindung der Frontregler, L_{19})	20 (1961) 642
	sinusförmige Verzerrungen in Zeilenrichtung (Phasentrafo)	20 (1961) 642
	Fehler und Verbesserung der Zeilensynchronisation	11 (1963) 352
	Bildhöhe zu gering (B 43 M 2)	10 (1962) 321
Weißensee	Bildröhrenimplosion durch schadhafte DY 86	4 (1961) 127
	Ausfall von $Rö_1$ (Gitterstrom)	22 (1960) 705
	Empfindlichkeitssteigerung (zusätzliche ZF-Stufe)	14 (1959) 444
	Verbesserung der Bildqualität durch PCL 84	24 (1960) 780
	Bild- und Tonstörungen (Schmutzschicht auf Bildröhrenhals)	18 (1963) 578
	schwacher Kontrast (Videodiode)	18 (1963) 578
	schwache Helligkeit (SP 54)	4 (1959) 121
	keine Helligkeit (C_{82}, C_{87})	24 (1960) 780; 8 (1961) 264
	senkrechte Linien sind oben weggeknickt (C_{53})	12 (1960) 391
	Bild läßt sich mit Zeilenregler nicht in die Mitte schieben (R_{98})	4 (1959) 121
	Zeilensynchronisation ist von Lautstärke abhängig (PCL 82)	16 (1959) 502
	Zeilenbreite läuft ein (Sockel PL 81)	14 (1962) 448
Alex	Bild läßt sich mit Zeilenregler nicht in die Mitte schieben (Zeilentrafo)	22 (1960) 705
	Bildhöhe zu gering (C_{118})	14 (1963) 445
	Fehler der Bildablenkung	6 (1960) 179
Alex/Berolina	für Boosterkondensator und Bildkipp nur Sikatropkondensatoren verwenden	23 (1963) 731

Chassistyp	Problem/Fehler	Heft/Jahr/Seite
Berolina	keine Helligkeit durch Fehler im Bildkipp (C_{331})	24 (1963) 766
	Wandern der Zeilenfrequenz bei Erwärmung (Di_{303}, Di_{304})	24 (1963) 766
Astra	keine Synchronisation (L_{45})	2 (1961) 42
Narziß	dicke, schwarze Balken durch defektes Ablenksystem	20 (1961) 642
Lotos	schlechte Bildsynchronisation infolge Einstreuung vom Ablenksystem	22 (1963) 708
AT 401 N	synchronisiert nur bei starkem Kontrast (C_{18})	8 (1961) 264
	Stellung des Helligkeitsreglers geht auf Bildhöhe ein (C_{29})	16 (1961) 524
	Änderung der Zeilenendstufe, um Bauteilausfall zu senken	18 (1959) 575
AT 401 A — (O11)	Service-Hinweise	2 (1960) 48; 16 (1959) 502
AT 403	keine Helligkeit (Ablenksystem)	12 (1960) 391
	keine Synchronisation (Anodenkontakt von DY 86)	24 (1960) 780
	synchronisiert nur bei starkem Sender (C_{91})	8 (1961) 264
AT 505 — 666	Überschläge in der Bildröhre (C_{61} umlöten)	11 (1963) 352
AT 401 N, 403, 505	nachträglich einzubauende Leuchtpunktunterdrückung	4 (1961) 127
Munkácsy	Service-Erfahrungen	5 (1963) 158; 7 (1963) 222; 9 (1963) 288; 10 (1963) 306; 13 (1963) 410; 15 (1963) 478
	Anodenspannung fehlt (PY 82)	18 (1963) 578
AT 611	Service-Erfahrungen und Service-Hinweise	12 (1961) 367; 14 (1961) 439
	keine Helligkeit bei Verwendung einer PL 36 aus DDR-Produktion	18 (1961) 571
Sarja	Änderungen	24 (1959) 760
sowjetischer TV-Empfänger	Ersatz der 6 π 13 c durch EL 36	5 (1963) 159
	Schutzfunkenstrecke für Bildröhre	5 (1963) 159
Allgemein	Federkontakte brechen durch; nicht vollbesetzte Walze des Kanalwählers	4 (1962) 121
	Bildröhrenimplosion bei einem „Cranach"	24 (1960) 780
	Zeilentrafobrand	19 (1960) 618
	wie ein Ölfleck sich ausbreitendes Bild (Hochspannungsventil)	14 (1960) 452

Wird fortgesetzt

33103